



Projecte Fi de Carrera

Enginyeria de Telecomunicació

Anàlisi i Disseny d'un reflector per banda W

Meritxell Riera Soriano

Director: Josep Parrón Granados

*Departament de Telecomunicació i
d'Enginyeria de Sistemes*

Escola d'Enginyeria
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)

Setembre 2010



El sotasignant, *Josep Parron Granados*, Professor de l'Escola d'Enginyeria de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Projecte Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumna *Meritxell Riera Soriano*.

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, *9 de setembre del 2010*

Signatura: *Josep Parrón Granados*

ÍNDEX

INTRODUCCIÓ	1
CAPÍTOL 1. CONCEPTES PREVIS	5
1.1 Paràmetres d'antena	5
1.1.1 Intensitat de radiació	5
1.1.2 Diagrama de radiació	7
1.1.3 Directivitat	8
1.1.4 Polarització	9
1.1.5 Centre de fase	10
1.1.6 Alimentador: Feix gaussià	10
1.1.7 Reflector parabòlic.....	12
1.1.8 Decaïment a les vores.....	13
1.2 Figures de mèrit.....	14
1.2.1 Eficiència de desbordament	14
1.2.2 Eficiència de polarització	15
1.2.3 Eficiència d'il·luminació	16
1.3 Resolució angular.....	17
1.4 Eines de simulació: FEKO	17
CAPÍTOL 2. ANTENA PARABÒLICA SIMÈTRICA	21
2.1 Disseny parabòlica simètrica	21
2.1.1 Alimentador.....	21
2.1.2 Disseny del reflector	26
2.1.3 Eficiència de desbordament	26
2.1.4 Eficiència d'il·luminació	27
2.1.5 Eficiència de polarització	28
2.1.6 Distància focal	30
2.2 Directivitat i resolució angular	31
2.3 Bloqueig	32
2.4 Desplaçament del focus	32
2.4.1 Desplaçament sobre l'eix de la parabòlica.....	32
2.4.2 Desplaçament perpendicular a l'eix de la parabòlica	34
2.4.3 Aberracions desplaçament perpendicular a l'eix.....	45
2.5 Conclusions de disseny	49
CAPÍTOL 3. ANTENA PARABÒLICA OFFSET.....	50
3.1 Disseny de la parabòlica offset.....	50
3.2 Figures de mèrit.....	53
3.2.1 Eficiències d'il·luminació i polarització	53
3.2.2 Eficiència de desbordament	55

3.3	Directivitat	57
3.4	Desplaçament de l'alimentador.....	58
3.4.1	Figures de mèrit.....	59
3.4.2	Directivitats	61
3.5	Moviment del sistema per escanejar la imatge	62
3.6	Conclusions del disseny en offset	62
CAPÍTOL 4. ANTENA PARABÒLICA CASSEGRAIN		64
4.1	Disseny d'una antena Cassegrain	64
4.2	Figures de mèrit.....	71
4.3	Directivitat	72
4.4	Desplaçament del focus perpendicular a l'eix de la parabòlica	73
4.5	Moviment del reflector parabòlic	74
4.6	Conclusions de la parabòlica Cassegrain	76
CONCLUSIONS.....		77
BIBLIOGRAFIA		79
ANNEXOS.....		80
Annex A. Codis per calcular les eficiències		81
Annex B. Codi per Dissenyar una antena Cassegrain		83

INTRODUCCIÓ

Les ones electromagnètiques que es troben a freqüències de entre 30 i 300 GHz, anomenades mil·limètriques ja que les seves longituds d'ona estan entre 10 i 1 mm respectivament, són de gran interès degut al seu potencial per a la formació d'imatges a partir de la radiació procedent dels objectes. Això fa que només sigui necessari un receptor que recull la radiació tèrmica dels objectes i a més, a diferència dels radars, permet determinar la temperatura física i les característiques d'aquests [1]. Parlem llavors d'ones passives mil·limètriques (Passive Millimetre Waves, PMMW)

Aquest interès és degut principalment a l'habilitat de poder formar imatges durant el dia, la nit i amb condicions de poca visibilitat, ja que les PMMW poden propagar-se a través de la boira, el fum, els núvols i materials sòlids com el gel, el formigó o la roba, a diferència dels infrarojos o el rang visible [2].

El motiu d'aquesta propagació és l'atenuació atmosfèrica dins d'aquest rang de freqüències. En aquest règim, es troben tres finestres de propagació on l'atenuació és més baixa. Aquestes són als 35, 94, 140 i 220 GHz [2].

Ens interessa treballar a freqüències elevades ja que, tal i com es veurà, a més freqüència més resolució tindrem a l'hora de reproduir una imatge. Per contra, les tecnologies que treballen a les freqüències superiors a 94 GHz encara són molt noves i per tant són cares, el que fa que en la majoria dels casos per aquest tipus d'aplicació s'utilitzi la freqüència de 94 GHz.

Són varies les aplicacions que se li donen a aquests sistemes d'imatge [2]:

- Aterratge i orientació d'avions: donant autonomia tant a helicòpters com a avions, en condicions de boira o fum.

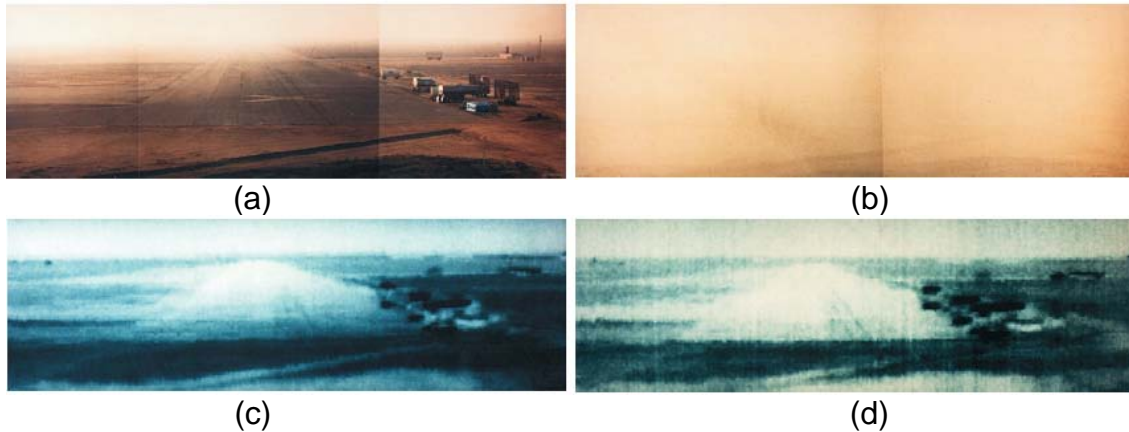


Fig.1. Pista d'aterratge (a) en el rang visible un dia clar (b) en el rang visible un dia amb boira (c) amb PMMW un dia clar (d) amb PMMW un dia amb boira [2]

- Navegació en condicions de baixa visibilitat i localització de vaixells.
- Vigilància de ports i molls, monitorant el seu tràfic.

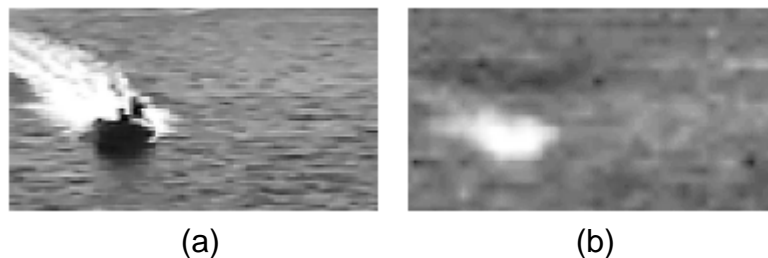


Fig.2. Imatges en el rang (a) visible i (b) PMMW d'una Zodiac i la seva estela [2]

- Cerca i salvament
- Navegació per terra, permetent als vehicles blindats moure's a través de la boira, el fum i inclús tempestes de sorra
- Detecció de vessaments de petroli a la mar.
- Detecció d'armes ocultes en persones.

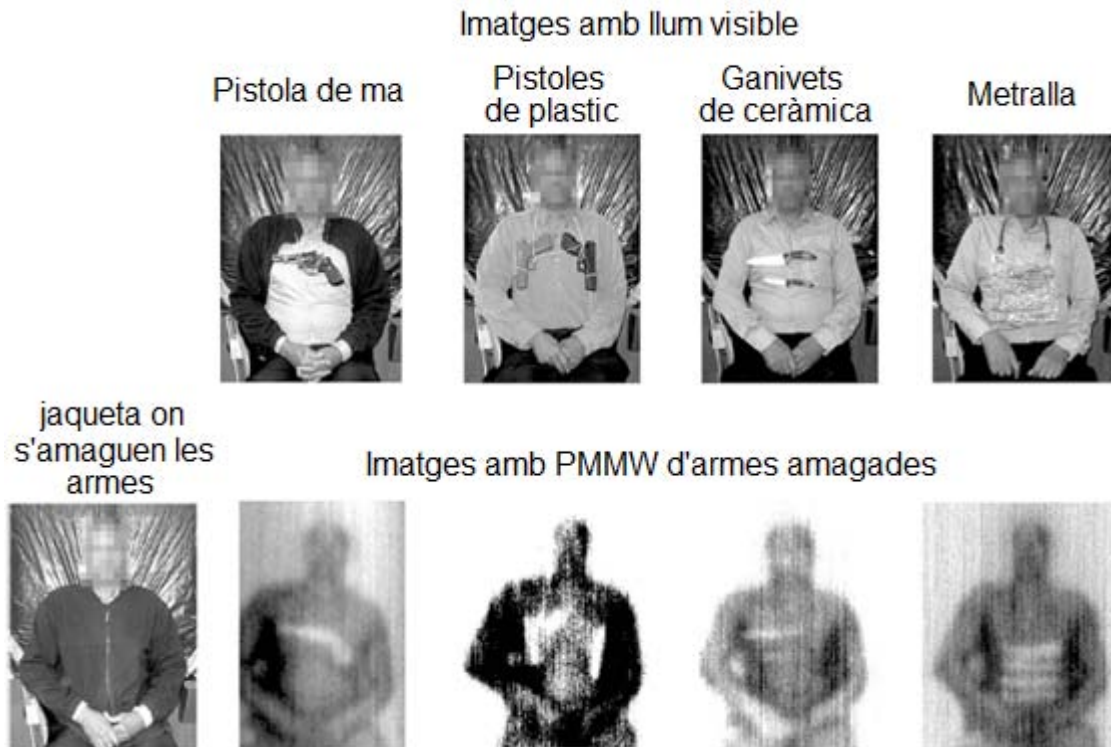


Fig. 2. Imatges amb llum visible (fila superior) i les seves corresponents imatges amb PMMW (segona fila) amb la jaqueta posada [2]

Els sistemes d'imatge amb PMMW encara estan en una etapa de desenvolupament i es troba poca literatura referent a aquest tema. Com s'observa a les imatges, les resolucions encara són baixes. Això és degut, tal i com es veurà, a que les longituds d'ona no són prou petites i els reflectors no es poden fer excessivament grans ja que el sistema no seria portable.

Un altre inconvenient són les taxes de vídeo, ja que aquestes també són baixes. Cada fotograma està compostat per un conjunt de píxels. El feix principal de l'antena capta la radiació que emet una certa regió de l'escena de la qual volem treure un fotograma. Aquesta regió serà un píxel. Per tant, per fer un cert fotograma haurem de recórrer tota l'escena, amb el que aquest temps ens limitarà la taxa de vídeo.

L'objectiu d'aquest treball és dissenyar una antena per a aquest tipus d'aplicació a una freqüència de treball de 94 GHz. El reflector de la nostra antena tindrà un diàmetre de $D = 20$ cm ja que volem que sigui lleuger i que no ocupi molt espai per a que sigui portable.

S'estudiaran i es dissenyaran tres tipus d'antenes parabòliques de les quals es buscarà que ens ofereixin una bona resolució, es veurà que això es tradueix en que siguin el més directives possibles, i que ens permetin recórrer una escena d'una forma ràpida.

Es començarà el treball explicant els conceptes previs dels que partim per poder començar a dissenyar les antenes parabòliques.

A continuació, es començarà per l'arquitectura més senzilla, la de l'antena parabòlica simètrica. Es buscarà el disseny més òptim a partir de les figures de mèrit d'aquest tipus d'antena. Un cop decidit el disseny, per reduir el temps d'escaneig de la imatge, estudiem la possibilitat de tenir varis alimentadors il·luminant el reflector, ja que d'aquesta manera, per cada moviment del sistema, captarem tants píxels com fonts tinguem il·luminant al nostre reflector. Aquest estudi el farem desplaçant l'alimentador perpendicularment a l'eix de la parabòlica, en comptes de mirar amb vàries fonts. També estudiarem les aberracions que provoca aquest desplaçament (coma i astigmatisme), motiu pel qual es degraden els diagrames, així com el fet de tenir la font desplaçada sobre l'eix del reflector (desenfocat)

Tot seguit, es dissenyarà el reflector en offset i finalment el reflector Cassegrain. Per aquests dos es seguirà el mateix esquema, primer es farà el disseny, després es simularà i a continuació l'estudi de les figures de mèrit. També s'estudiaran els efectes de desplaçar el focus i de moure el reflector principal per fer l'escombrat de la imatge.

Un cop analitzades les diferents configuracions es valorarà quina de les parabòliques és la més adequada per aquest tipus d'aplicació.

CAPÍTOL 1. CONCEPTES PREVIS

En aquest capítol s'explicaran els conceptes previs necessaris per poder dissenyar i analitzar les antenes parabòliques per a aquest tipus d'aplicació.

1.1 Paràmetres d'antena

Una antena és un dispositiu que serveix per transmetre i rebre ones electromagnètiques. Per poder estudiar-les cal conèixer una sèrie de paràmetres que les caracteritzen. Per aquest motiu a continuació s'explicaran alguns dels paràmetres generals de les antenes i d'altres més propis a les antenes parabòliques.

1.1.1 Intensitat de radiació

Les ones electromagnètiques radiades es componen per un camp elèctric $E(V/m)$ i un magnètic $H(A/m)$; ambdós són magnituds vectorials i estan lligats per les equacions de Maxwell [3]. Aquests camps, els situarem a l'espai mitjançant el sistema de coordenades esfèriques (figura 1.1) .

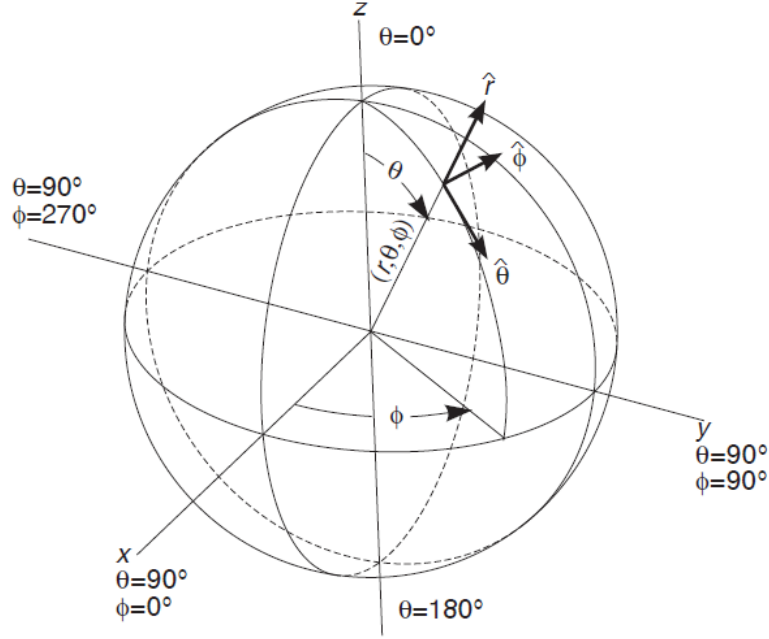


Fig 1.1 Sistema de coordenades esfèriques [3]

A partir dels valors eficaços dels camps s'obté la densitat de flux per unitat de superfície mitjançant:

$$\vec{\phi}(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad W / m^2 \quad (1.1)$$

Pels camps radiats, els mòduls del camp elèctric i del camp magnètic estan relacionats per la impedància característica del medi η .

Per tant, la densitat de potència radiada també es pot calcular a partir de les components transversals del camp elèctric

$$\phi(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad (1.2)$$

La potència total radiada per l'antena es pot obtenir com la integral de la densitat de potència en una superfície esfèrica que tanqui l'antena

$$P_r = \iint_S \vec{\phi}(\theta, \phi) \cdot d\vec{s} \quad (1.3)$$

La intensitat de radiació és la potència radiada per unitat d'angle sòlid en una determinada direcció; les seves unitats son Watts per estereoradiant i a grans distàncies té la propietat de ser independent de la distància a la que es troba l'antena.

La relació entre la intensitat de radiació i la densitat de potència radiada es

$$K(\theta, \phi) = \rho(\theta, \phi) r^2 \quad (1.4)$$

On r és el radi de la circumferència de les coordenades esfèriques

1.1.2 Diagrama de radiació

El diagrama de radiació és una representació gràfica de les propietats de radiació de l'antena en funció de les diferents direccions de l'espai a una distància fixa. Amb l'antena situada al seu origen i mantenint constant la distància, es pot expressar el camp elèctric, la directivitat, el guany, etc, en funció de les variables angulars (θ, ϕ) . Com el camp és una magnitud vectorial, s'haurà de determinar a cada punt de l'esfera de radi constant, el valor de dues components ortogonals, habitualment segons $\hat{\theta}$ i $\hat{\phi}$ [3]

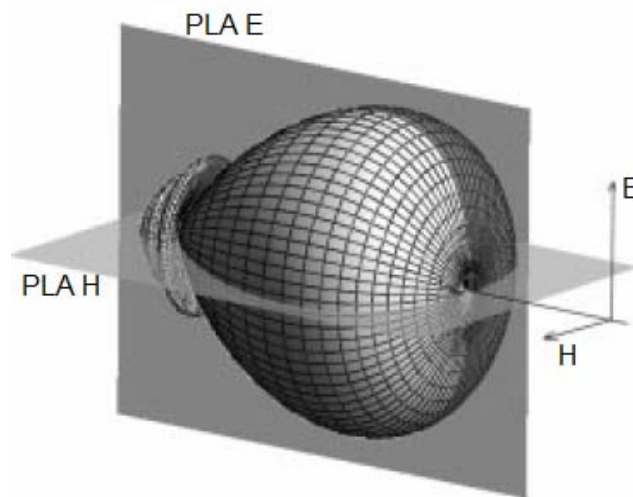


Fig. 1.2 Diagrama de radiació tridimensional [3]

Tot i que la informació de la radiació és tridimensional, en molts casos és suficient representar només un tall del diagrama. El més habitual es fer talls per ϕ constant o per θ constant, tant en coordenades polars com en coordenades cartesianes.

Mitjançant el diagrama de radiació, es defineixen els següents paràmetres [3]:

-L'ample de feix a -3dB ($\Delta\theta_{-3\text{dB}}$) (Half power beam width, HPBW) és la separació angular de les direccions en les que el diagrama de radiació de potència pren la meitat del valor del màxim.

-L'ample de feix entre zeros ($\Delta\theta_c$) (First Null Bandwidth, FNBW) és la separació angular de les direccions de l'espai on el lòbul principal pren un valor mínim.

-La relació de lòbul primari a secundari (NLPS), és el quocient, expressat en dB, entre el valor del diagrama en la direcció de màxima radiació i en la direcció del màxim del lòbul secundari.

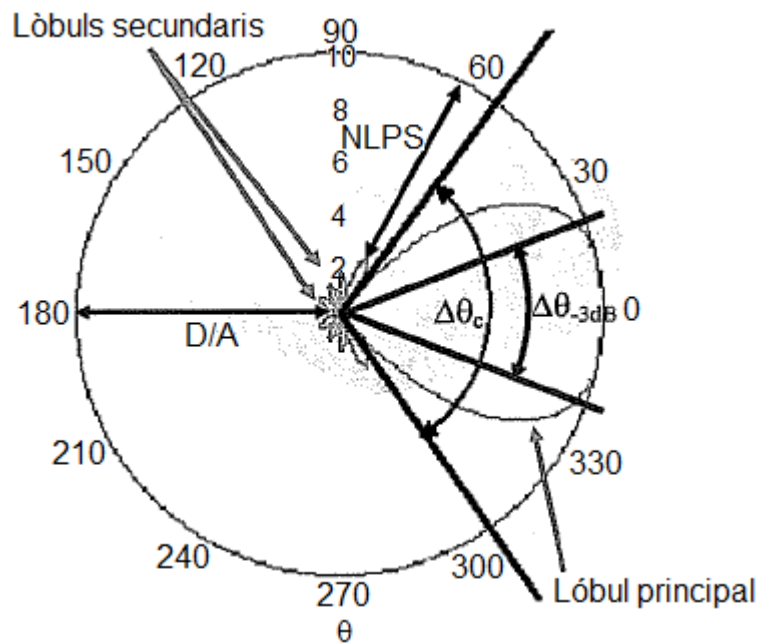


Fig. 1.3 Representació en coordenades polars d'un tall d'un diagrama de radiació, NLPS, $\Delta\theta_{-3\text{dB}}$, $\Delta\theta_c$

Es denomina antena isòtropa a una antena ideal que radia la mateixa intensitat de radiació a totes les direccions de l'espai. Tot i que no existeix cap antena amb aquestes característiques, ens és de gran utilitat per definir alguns paràmetres com es veurà a continuació [3].

1.1.3 Directivitat

La directivitat $D(\theta, \phi)$ d'una antena es defineix com la relació entre la densitat de potència radiada $\vec{p}(\theta, \phi)$ en una direcció, a una certa distància r , i la densitat de

potència que radiaria en aquesta mateixa distància una antena isòtropa que radiés la mateixa potència P_r que la antena.

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp(\theta, \phi)}{P_r / 4\pi r^2} \quad (1.5)$$

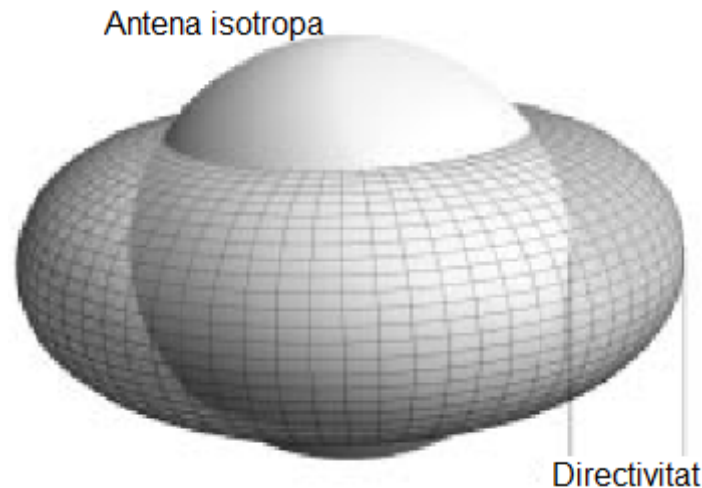


Fig. 1.4 Directivitat [3]

Normalment, quan es parla de la directivitat d'una antena, ens referim a la directivitat en la direcció de màxima radiació:

$$D(\theta, \phi) = \frac{\wp_{\max}}{P_r / 4\pi r^2} \quad (1.6)$$

1.1.4 Polarització

La polarització d'una ona és la figura geomètrica descrita, al transcórrer el temps, per l'extrem del vector camp elèctric en un punt fix de l'espai en el pla perpendicular a la direcció de propagació. Per ones amb variació temporal sinusoidal, aquesta figura és en general una el·lipse, però hi ha dos casos particulars d'interès: si la figura traçada és un segment, l'ona es diu linealment polaritzada i si és un cercle, circularment polaritzada.

La polarització d'una antena en una direcció és la de la ona radiada per ella en aquesta direcció. Així direm que una antena té polarització lineal, circular o el·líptica [3]. En el nostre cas, la nostra antena treballa amb polarització lineal.

1.1.5 Centre de fase

A l'observar a gran distància una antena, es veuria la seva radiació com si provingués d'un punt, és a dir, els fronts d'ona serien esfèrics. A aquest punt, centre de curvatura de les superfícies de fase constant, se li denomina el centre de fase de l'antena [3].

És important que el centre de fase de l'alimentador que farem servir amb el reflector es trobi en el focus del mateix. Normalment, els alimentadors que s'utilitzen per als reflectors parabòlics són botzines còniques. Haurem de tenir en compte que el centre de fase d'aquestes botzines no es troba a l'obertura, sinó que està més endins. El fet de no situar bé el centre de fase del nostre reflector suposaria, tal i com es veurà, que la nostra antena estigués desenfocada.

1.1.6 Alimentador: Feix gaussià

L'alimentador és la font que radia cap al reflector parabòlic i es situa en el seu focus.

L'alimentador ideal (per a un reflector parabòlic) seria aquell que produís una distribució dels camps a la boca del reflector que siguin el més constants possibles en amplitud i fase i que no radiï fora del sector angular cobert pel reflector. Les expressions dels camps radiats es poden interpretar com transformades de Fourier bidimensionals de la distribució dels camps a l'obertura [3]. Per tant, quant més uniforme siguin els camps, més directivitat obtindrem. Un anàlisi òptic permet obtenir que, pel cas d'un reflector amb simetria de revolució, la distribució d'amplitud hauria de ser la funció de Airy (que no es més que la transformada de Fourier d'una distribució circular uniforme) [3].

Malauradament, no existeixen alimentadors que produeixin aquesta distribució dels camps, per tant, s'ha de tendir a alimentadors que proporcionin una distribució semblant a la funció de Airy.

La majoria d'antenes parabòliques tenen com a alimentador una botzina cònica. Aquest tipus de botzina tenen uns camps a l'obertura que es podrien modelar amb una distribució Gaussiana amb simetria de revolució i amb polarització lineal.

En aquest projecte no es treballarà en dissenyar la botzina. Aquesta la substituïrem, servint-nos del principi d'unicitat i equivalència [3], per un pla que contindrà els camps que hauria de tenir en el seu centre de fase ja que tal i com es veurà en l'apartat 1.4, ens reduirà molt el temps de simulació.

Per modelar la distribució gaussiana d'aquest pla, ens servim de les equacions del feix Gaussià [4]. Aquestes ens modelen matemàticament la distribució del

camp elèctric tant al seu centre de fases com al llarg de la propagació d'aquest per l'espai. Obtenim:

$$E(x, y, z) = \left(\frac{2}{w_x w_y \pi} \right)^{0.5} \exp \left(-\frac{x^2}{w_x^2} - \frac{y^2}{w_y^2} - \frac{j\pi x^2}{\lambda R_x} - \frac{j\pi y^2}{\lambda R_y} + \frac{j\phi_{0x} x}{2} + \frac{j\phi_{0y} y}{2} \right) \quad (1.7)$$

On w_x i w_y són el 'waist' que és l'amplada del feix a una caiguda 1/e segons x i y respectivament. Com volem que el nostre feix tingui simetria de revolució $w_x = w_y$. També dir que R_x i R_y són el radi de curvatura del front d'ona de fase constant respecte al centre de fase

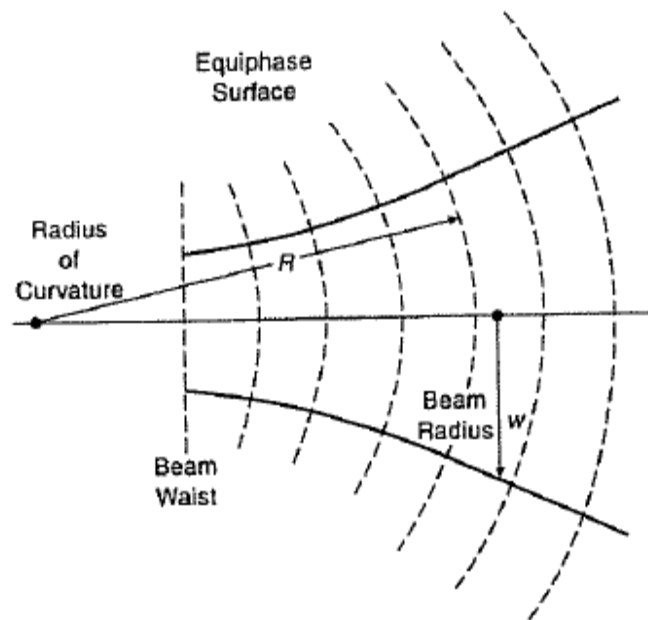


Fig. 1.5 Esquema de la propagació del feix gaussià mostrant les superfícies de fase constant (línies discontinúes), el radi i el waist del feix [4].

En el nostre cas, només ens interessa el camp a l'origen, és a dir, al centre de fase, per tant R_x i R_y seran infinit, ja que a l'origen la fase serà constant. A l'origen ϕ_{0x} i ϕ_{0y} seran zero ja que van en funció de la distància [4]. Per tant ens queda que el camp a la boca serà:

$$E_x = \left(\frac{2}{w^2 \pi} \right)^{0.5} \exp \left(-\frac{x^2}{w^2} - \frac{y^2}{w^2} \right) \quad (1.8)$$

On w com hem dit és el waist i x i y els punts del pla on definirem la distribució

Per tant, tenint en compte que la nostra ona es propaga en la direcció z , el camp magnètic serà:

$$H_y = \left(\frac{E_x}{\eta} \right) \quad (1.9)$$

1.1.7 Reflector parabòlic

Com s'explicarà més endavant, ens interessa obtenir directivitats elevades per obtenir una bona resolució. Una configuració que permet obtenir directivitats elevades utilitza un reflector parabòlic com a superfície reflectant. El principi del seu funcionament, heretat de l'òptica, consisteix en focalitzar la potència incident en el reflector sobre una font primària situada al seu focus:

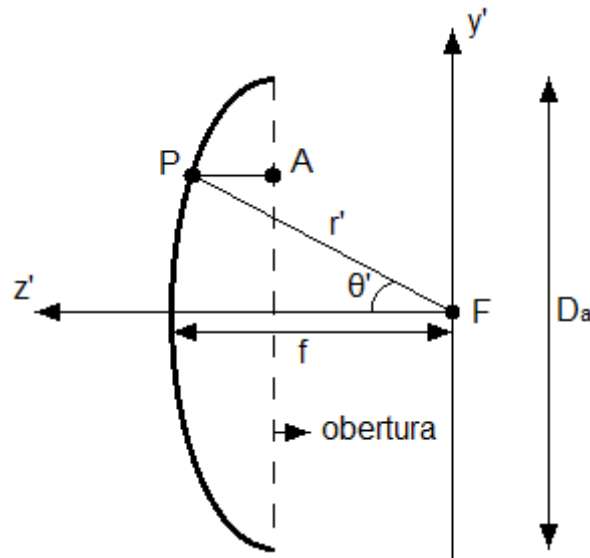


Fig. 1.6 Esquema reflector parabòlic

La forma del reflector ve donada per l'equació de la paràbola:

$$y^2 = 4f(f - z) \quad (1.10)$$

On f és la distància focal mostrada a la figura 1.6.

Com treballarem a una freqüència de 94 GHz ($\lambda=3.2\text{mm}$) el radi de curvatura de la superfície parabòlica serà molt més gran que la nostra longitud d'ona amb el que podem dir que el nostre reflector serà localment pla. Això permet utilitzar

les propietats de l'òptica geomètrica i el raig (ona) FP de la figura 1.6 es reflexa segons la llei de Snell paral·lel a l'eix z.

Per qualsevol punt P de la parabòlica tindrem igualtat de camins FPA, amb el que la fase a l'obertura serà constant [3], que com s'ha comentat en l'apartat anterior això ens interessa per tal de que l'antena sigui directiva.

1.1.8 Decaïment a les vores

El camp a l'obertura del reflector és el següent [3]:

$$\vec{E}_a = \sqrt{\eta \frac{P_r}{4\pi}} D_{\max} t_f(\theta', \phi') \frac{e^{-jk(r'+PA)}}{r'} \hat{e}_i \quad (1.11)$$

On P_r és la potencia radiada per l'alimentador, D_{\max} és la directivitat màxima de l'alimentador, $t_f(\theta, \phi)$ el diagrama de radiació de l'alimentador i r' i PA les de la figura 1.6.

Si mirem el camp a l'obertura, tal i com s'ha comentat, la fase ($r'+PA$) és constant per la igualtat de camins FPA.

En canvi, l'amplitud dels camps a l'obertura no és uniforme degut a dos causes:

- 1) La dependència amb $1/r'$ degut a que el camp cau com el d'una ona esfèrica fins a incidir al reflector. La propagació com a ona plana fins a l'obertura és una aproximació que deixaria de ser vàlida si pretenem calcular el camp a un pla allunyat de la boca del reflector.

Amb aquesta suposició la relació de densitats de potència per un angle θ respecte a l'eix del paraboloide ($\theta=0$) s'obté utilitzant l'equació de la paràbola en coordenades esfèriques [3]:

$$\frac{f^2}{r'^2} = \cos^4 \frac{\theta}{2} \quad (1.12)$$

On f i r' són les de la figura 1.6.

- 2) La direccionalitat del diagrama de radiació de l'alimentador.

La superposició de les dues contribucions suposa una variació de l'amplitud en funció dels angles θ i ϕ , sota els que es veuen els punts del reflector des del focus donat per

$$\tau(\theta', \phi') = \tau_1 + \tau_2 = 40 \log \left(\cos \frac{\theta}{2} \right) + 10 \log(t_f(\theta', \phi')) \quad (1.13)$$

On τ_1 i τ_2 són les de la figura 1.7 i $t_f(\theta', \phi')$ el diagrama de radiació de la botzina. En el nostre cas, com tindrem simetria de revolució, podem definir el decaïment a les vores (figura 1.7):

$$\tau(\beta) = 40 \log \left(\cos \frac{\beta}{2} \right) + 10 \log(t_f(\beta)) \quad (1.14)$$

On β , tal i com mostra la figura 1.7, és l'angle amb el que l'alimentador veu la vora del reflector.

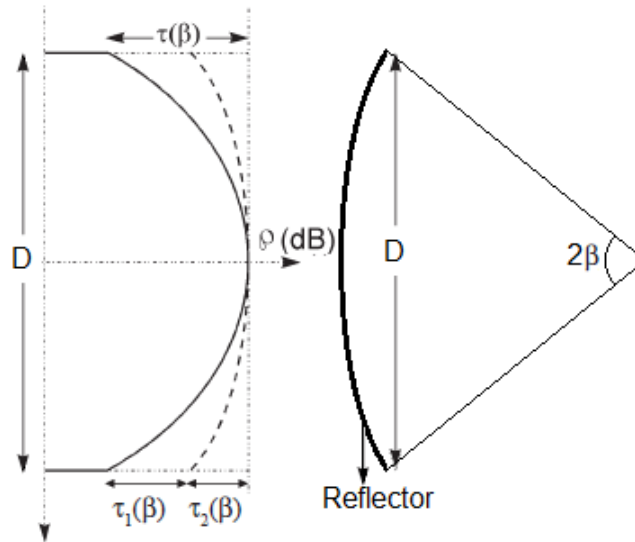


Fig. 1.7 Distribució dels camps a l'obertura del reflector

1.2 Figures de mèrit

En aquest apartat s'explicaran les principals figures de mèrit que s'estudiaran per a cadascuna de les antenes que es dissenyaran. Aquestes ens ajudaran a dissenyar les antenes i validar els resultats de les nostres simulacions.

1.2.1 Eficiència de desbordament

L'eficiència de desbordament és la que ens dóna una idea de quin percentatge de la potència radiada (P_r) per l'alimentador, és interceptada pel reflector (P_a):

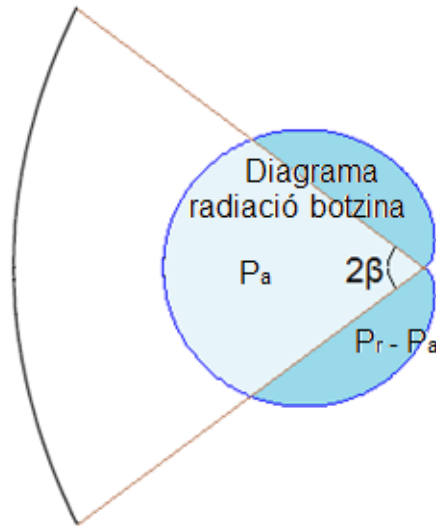


Fig. 1.8 Potència interceptada en un reflector parabòlic

Com més directiva sigui la nostra botzina i com més a prop estigui la botzina del reflector (angle 2β més gran), més alta serà l'eficiència de desbordament ja que la gran majoria de potència radiada incidirà al reflector i no fora d'ell.

Per tant, podríem reescriure la fórmula de la directivitat com [3]:

$$D = \frac{\rho_{\max}}{P_a} \frac{4\pi r^2}{P_r} \frac{P_a}{P_r} = \frac{\rho_{\max}}{P_a} \frac{4\pi r^2}{P_a} \eta_s \quad (1.15)$$

On P_a/P_r serà l'eficiència de desbordament η_s .

Calcularem P_a i P_r amb el diagrama de radiació de directivitat de la botzina [3]:

$$\eta_s = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\beta D_f(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi D_f(\theta, \phi) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (1.16)$$

1.2.2 Eficiència de polarització

Tal i com hem comentat, la polarització del nostre camp serà lineal. El camp el podem separar en dos components, la component copolar, que és la component principal i coincideix amb la de l'alimentador i la component crosspolar, que serà la component ortogonal a la principal, creada per la reflexió en el reflector. Mirarem els camps a l'obertura del reflector per mirar com de constants seran aquests.

L'eficiència de polarització serà, per tant, el quocient entre la component copolar i el camp total (copolar més crosspolar). Quan més gran sigui la component crosspolar, més petita serà aquesta eficiència.

Afegint aquesta eficiència, reescrivim la directivitat [3]:

$$D = \frac{\rho_{\max} 4\pi r^2}{P_{co}} \frac{P_{co}}{P_a} \eta_s = \frac{\rho_{\max} 4\pi r^2}{P_{co}} \eta_x \eta_s \quad (1.17)$$

On P_{co}/P_a és l'eficiència de polarització η_x . La calcularem a través de la següent expressió [3]

$$\eta_x = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{Da/2} |E_{co}(\rho, \phi)|^2 \rho d\rho d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{Da/2} (|E_{co}|^2 + |E_{cx}|^2) \rho d\rho d\phi} \quad (1.18)$$

On E_{co} és la component copolar del camp elèctric i E_{cx} la crosspolar

1.2.3 Eficiència d'il·luminació

L'eficiència d'il·luminació és la que ens diu com d'uniforme són l'amplitud i la fase a l'obertura del reflector. Està relacionada amb el decaïment a les vores, ja que com més decaïment tinguem, més diferència de camp entre el centre de la parabòlica i les vores, per tant l'eficiència d'il·luminació serà més petita.

Si modelem la boca del reflector com una obertura, podem escriure la directivitat en funció de l'eficiència d'il·luminació (η_{il}) com [3]:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{geom} \eta_{il} \eta_x \eta_s \quad (1.19)$$

Aquesta la calcularem amb la següent expressió [3]

$$\eta_{il} = \frac{1}{\pi \left(\frac{D_a}{2} \right)^2} \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{D_a}{2}} E_{co}(\rho, \phi) \rho d\rho d\phi \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{D_a}{2}} |E_{co}(\rho, \phi)|^2 \rho d\rho d\phi} \quad (1.20)$$

On D_a és el diàmetre del reflector.

1.3 Resolució angular

Tal i com s'ha comentat a la introducció, un dels aspectes a seguir en aquest projecte és tenir una bona resolució de les nostres imatges. Les imatges es divideixen en píxels. La dimensió de cada píxel dependrà de la distància a la que estiguem separats de l'antena i la resolució angular.

La resolució angular d'una antena parabòlica depèn de la mida de l'obertura del reflector i està caracteritzada pel HPBW. Representa l'angle pel qual la directivitat cau 3 dB. Per una antena parabòlica simètrica es pot calcular com [1]:

$$HPBW^2 [rad] \approx \Omega_M = \frac{1}{\eta_s \eta_{il} \eta_x} \frac{4}{\pi} \frac{\lambda^2}{D_m^2} \quad (1.21)$$

On D_m és el diàmetre de l'obertura de l'antena, η_s és l'eficiència de desbordament, η_{il} la d'il·luminació i η_x la de polarització i tal i com s'ha vist, en el millor dels casos seran 1.

En el nostre cas, com tenim una longitud d'ona de 3,2 mm i un diàmetre de 20 cm en el millor dels casos tindrem una resolució angular de $\theta = 1.03^\circ$ que anirà augmentant en la mesura que les diferents eficiències no siguin del 100%.

És per aquest motiu que ens interessen directivitats elevades, ja que com més directiva sigui la nostra antena, l'ample de feix a -3dB serà més petit i per tant tindrem una resolució angular més petita.

1.4 Eines de simulació: FEKO

En aquest projecte, tal i com s'ha explicat, es tractarà de dissenyar varis tipus d'antenes parabòliques que treballin a 94GHz.

D'aquestes, voldrem estudiar i comparar les seves directivitats, diagrames de radiació, calcular eficiències, etc...

Per obtenir precisió en el càlcul del diagrama de radiació normalment el mètode d'anàlisi electromagnètic que s'utilitza és el de les corrents induïdes (també anomenat òptica física). Aquest principi d'anàlisi és complex i consisteix en calcular les corrents induïdes sobre la superfície del reflector per, a partir d'elles, calcular directament els camps radiats, integrant la contribució de totes les corrents induïdes sobre la superfície del reflector [3].

Per tant, busquem un programa que compleixi aquests requisits amb el que decidim utilitzar Feko [5].

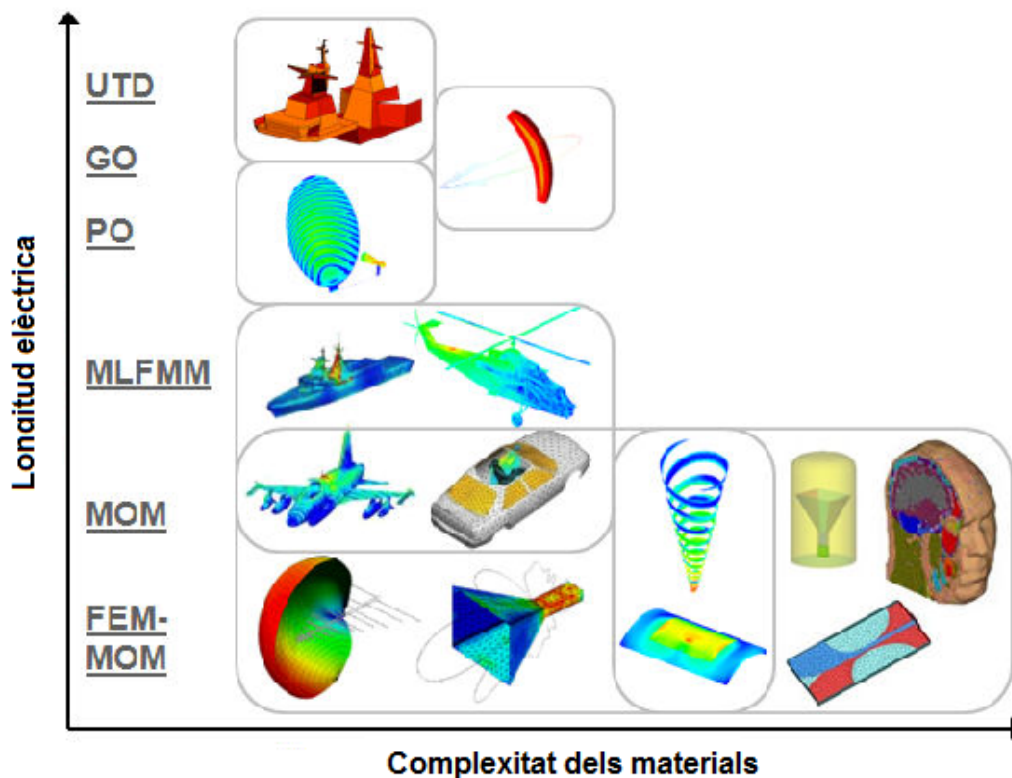


Fig. 1.9 Mètodes del Feko segons la complexitat i la longitud d'ona [5]

Feko és un software d'anàlisi que permet resoldre una àmplia gama de problemes electromagnètics. Dins d'aquests, es troben els referents a antenes reflectores.

Com es mostra a la figura 1.9, aquest programa ofereix varies tècniques d'anàlisi numèric (teoria uniforme de la difracció, òptica geomètrica, òptica física, etc...):

Tal i com hem comentat, en el nostre cas ens interessa utilitzar l'òptica física per l'anàlisi electromagnètic del reflector i, tal i com es mostra a la figura 1.9, Feko és el que proposa per simular reflectors parabòlics.

Mirant la documentació del Feko, trobem un exemple on es simula un reflector amb una botzina cònica a 12.5GHz. Veiem que hi ha diverses formes de fer les simulacions [6]:

- Botzina amb mètode dels moments (MoM) i reflector amb física òptica (PO).
- Utilitzar una superfície amb el camp proper com a font equivalent i reflector amb física òptica. Servint-se del principi d'equivalència, una regió pot ser reemplaçada pel seu camp elèctric i magnètic equivalent.
- Utilitzar el diagrama de radiació de la botzina com a font i PO per al reflector, sempre i quan tinguem el nostre reflector en el camp llunyà (regió de Fraunhofer [3]) de la nostra botzina.

En l'exemple es mostra una taula (1.1) amb els recursos de màquina que es necessiten i el temps que triguen les simulacions:

Taula 1.1 Temps de simulació i RAM segons el mètode

Model	RAM	Temps [s]	Temps total[s]
MoM+PO	189.706Mb	1946.77	1946.77
Càlcul obertura botzina	144.63Mb	76.41	
Font obertura+PO	55.483Mb	982.375	1058.785
Càlcul diagrama radiació botzina	144.63Mb	76.41	
Font esfèrica+PO	53.803	666.9	743.31

A la figura 1.10 es veuen les directivitats que s'obtenen en les simulacions de l'exemple amb cada mètode:

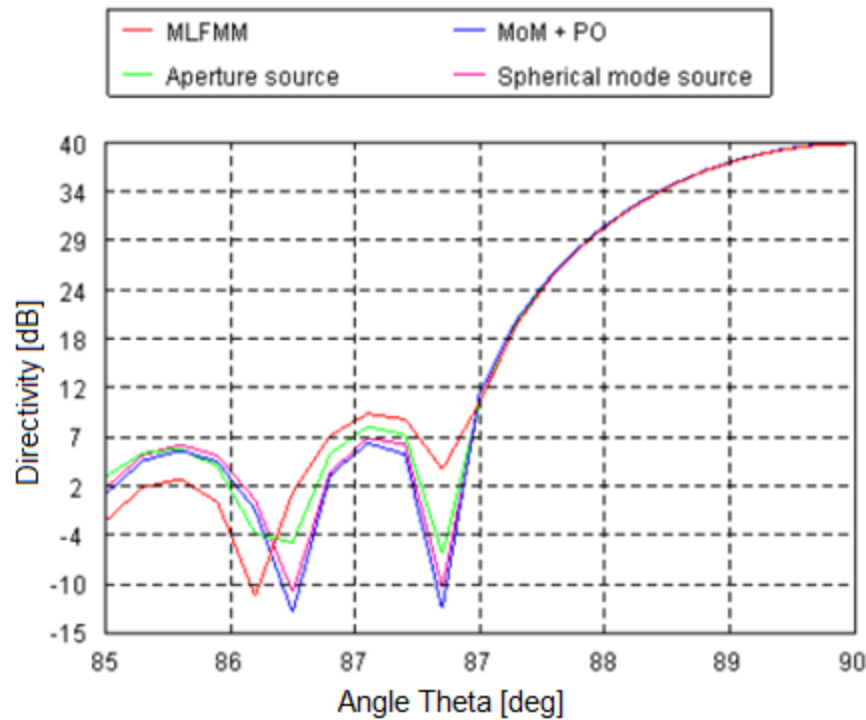


Fig. 1.10 Comparativa del guany simulat amb diferents tècniques [6]

Mirant els resultats a la figura 1.10, veiem que els tres mètodes que ens interessen ens donen resultats molt similars.

Com ja hem comentat, l'objectiu d'aquest treball no és dissenyar la botzina, si no que el que farem és posar un pla amb els camps que hauria de tenir aquesta al seu centre de fase ja que així, tal i com veiem a la taula es redueix el temps de simulació. Descartem la última opció ja que tot i que es triga menys a simular, en el nostre cas no podem garantir que el nostre reflector es trobi a la regió de Fraunhofer [3] de l'alimentador.

Aquesta es troba en

$$\frac{2D^2}{\lambda} \leq r < \infty$$

On r seria la distància entre botzina i reflector i D és el diàmetre de l'obertura de la botzina, que tal i com hem comentat, a priori no el sabem.

CAPÍTOL 2. ANTENA PARABÒLICA SIMÈTRICA

En aquest capítol començarem explicant com hem dissenyat l'antena parabòlica simètrica. En primer lloc explicarem com hem modelat l'alimentador que utilitzarem com a font (que farem servir també amb els altres reflectors) i es farà un estudi de les figures de mèrit per justificar el disseny del reflector.

A continuació es mirarà com ens afectaria el fet de desplaçar la nostra botzina, movent-la sobre l'eix de la parabòlica i també perpendicular a aquesta, al diagrama de radiació mirant les aberracions més típiques dels reflectors i lents (desenfocat, astigmatisme i coma).

2.1 Disseny parabòlica simètrica

2.1.1 Alimentador

Tal i com s'ha comentat, en aquest projecte no es dissenyarà cap botzina. En comptes d'això, posarem un pla al focus de la parabòlica que contingui els camps que tindria una botzina cònica al seu centre de fase.

Per tant, el primer que hem d'esbrinar és com passar-li aquest pla al programa. Veiem que Feko té una opció que es afegir un "Aperture excitation":

Excitation Workplane

Magnitude scale factor 1

Phase of aperture (deg) 0

Aperture data type Electric and Magnetic field

Source

Source type Load from *.efe and *.hfe file

E-field file nearfield2.efe Browse...

H-field file nearfield2.hfe Browse...

Start reading from line number 1

Source Destination

Coordinate system Cartesian

☒ Also sample along edges

Width (W) 2*h_b

Height (H) 2*h_b

Number of points along X/U 101

Number of points along Y/V 101

Diagram: A rectangular grid of points with dimensions W and H, and a normal vector n.

Label ApertureExcitation1

Fig 2.1 Afegir un pla com alimentació de la parabòlica

La figura 2.1 és la finestra que ens apareix quan volem afegir una excitació en forma d'obertura. Veiem que hem de passar-li dos arxius, un *.efe i un *.hfe. Aquests arxius són de text i contenen els valors del camp elèctric i magnètic respectivament, a tots els punts del pla. El format d'aquest fitxer és per a cada fila: $x \ y \ z \ (\text{real}(E_x), \text{imag}(E_x)) \ (\text{real}(E_y), \text{imag}(E_y)) \ (\text{real}(E_z), \text{imag}(E_z))$ per a cada punt del camp elèctric i el mateix format pel magnètic.

Per tant, a partir de les equacions del camp definides en 1.1.6, podem fer un programa amb Matlab que generi el camp al nostre pla. Decidim per començar a provar posar un waist inicial w_0 de 10mm per comprovar que se'ns compleixen les equacions del feix gaussià.

Un cop hem generat aquest pla, per comprovar que és correcte, calcularem amb Feko a 94GHz el camp proper al pla a varies distàncies i mirarem que els resultats ens quadrin amb les equacions del feix Gaussià:

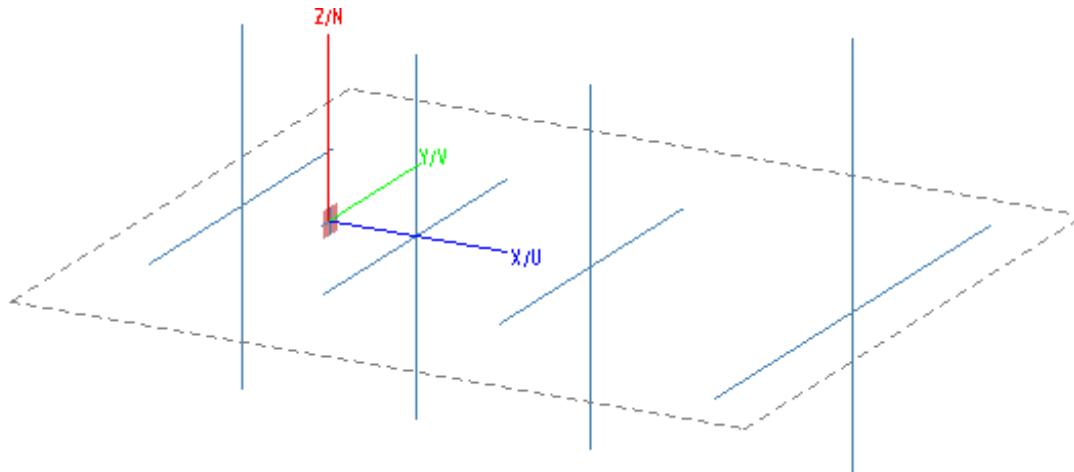


Fig. 2.2 Disseny amb Feko del pla amb els camps (a l'origen de coordenades) i els càlculs del camp proper a diferents distàncies d'aquest

A continuació comprovem amb Feko com realment el w_0 del nostre feix al centre de fase és de 10 mm:

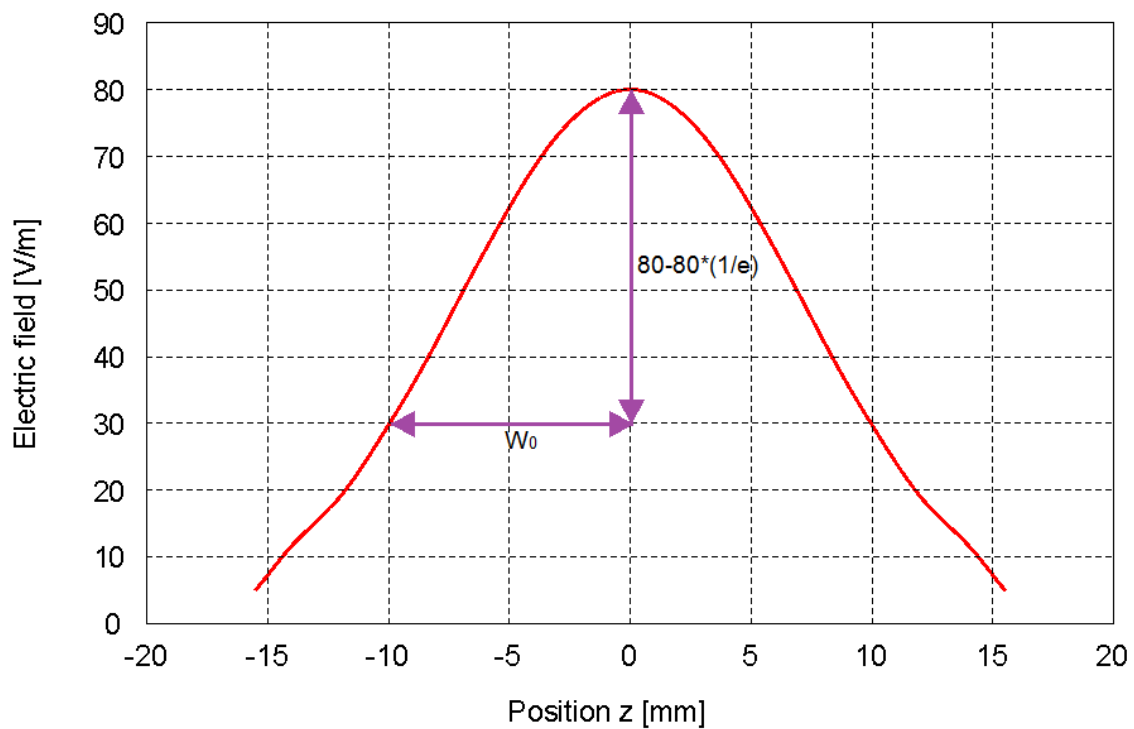


Fig. 2.3 Camp proper al pla del centre de fase.

Tot seguit comprovem que a mesura que l'ona es propaga el nostre *waist* s'eixampla. El que farem és calcular amb Feko el camp proper a diferents distàncies del pla (tal i com es veu a la figura 2.2). A partir de les gràfiques del

camp proper, traurem el *waist* mirant l'ample del feix quan cau $1/e$. Un cop tenim el *waist* amb el Feko, el comparem amb el que ens hauria de donar segons la teoria del feix gaussià (aquesta, entre altres paràmetres, ens permet calcular el *waist* del feix segons es va propagant, en funció de la distància 'x' i del *waist* al centre de fase w_0) [4] :

$$w(x) = w_0 \left(1 + \left(\frac{\lambda \cdot x}{\pi w_0} \right)^2 \right)^{0.5} \quad (2.1)$$

Taula 2.1 Comparativa *waist* teòric amb el *waist* simulat en feko

Distància(m)	$w_{\text{teòric}}$ (mm)	w_{feko} (mm)
0.1	14.25	14.22
0.3	32.07	32.23
0.6	61.77	62.83

Tal i com veiem a la taula, segons es desplaça el feix la diferència entre el *waist* teòric i el calculat segons la gràfica de camp proper extreta amb el Feko augmenta. Tot i així, veiem que els resultats són molt similars amb el que veiem que la teoria de la propagació del feix gaussià és una bona aproximació.

A continuació calculem els camps radiats per veure com és de directiu el nostre alimentador amb aquest *waist* de 10mm:

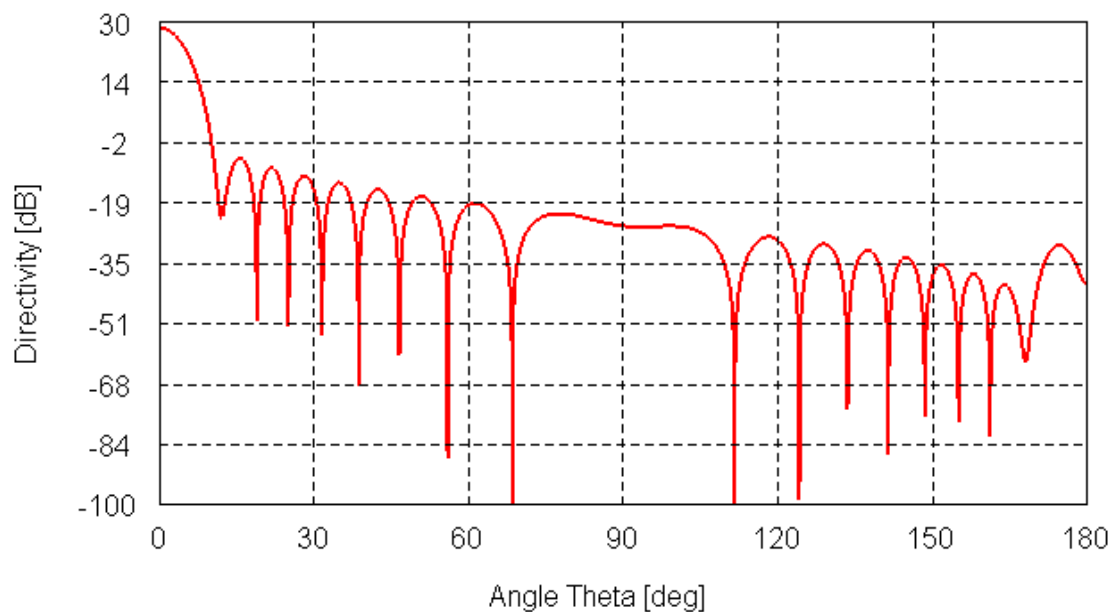


Fig. 2.4 Diagrama radiació de l'alimentador amb waist de 10mm

Si l'alimentador és molt directiu, per no tenir molt decaïment a les vores, haurem de dissenyar la parabòlica amb una distància focal elevada, amb el que ens quedaria una antena gran i tal i com s'ha explicat, ens interessa que les mides de l'antena no siguin grans perquè aquesta sigui portable. A més, el radi més òptim que hauria de tenir l'alimentador a la seva obertura segons la teoria del feix gaussià (en termes per maximitzar l'acoblament del mode fonamental) [4] ve donat per

$$radi_{font} = \frac{w}{0.644} \quad (2.2)$$

Per tant, com més gran sigui el *waist* w més gran serà el radi de l'alimentador i més bloqueig tindrem. Per altra banda, si fiquéssim un alimentador massa poc directiu tindríem pèrdues per desbordament, tot i que llavors el radi de l'alimentador seria més petit i tindríem menys bloqueig.

Decidim posar llavors l'alimentador amb un w_0 de 4.9 mm al seu centre de fase, amb el que aquest serà menys directiu que l'anterior i, per tant, s'obtindrà una distància focal mes petita. Aquest waist és utilitzat en una aplicació similar [7].

A la figura 2.5 veiem el diagrama de radiació d'aquest nou alimentador.

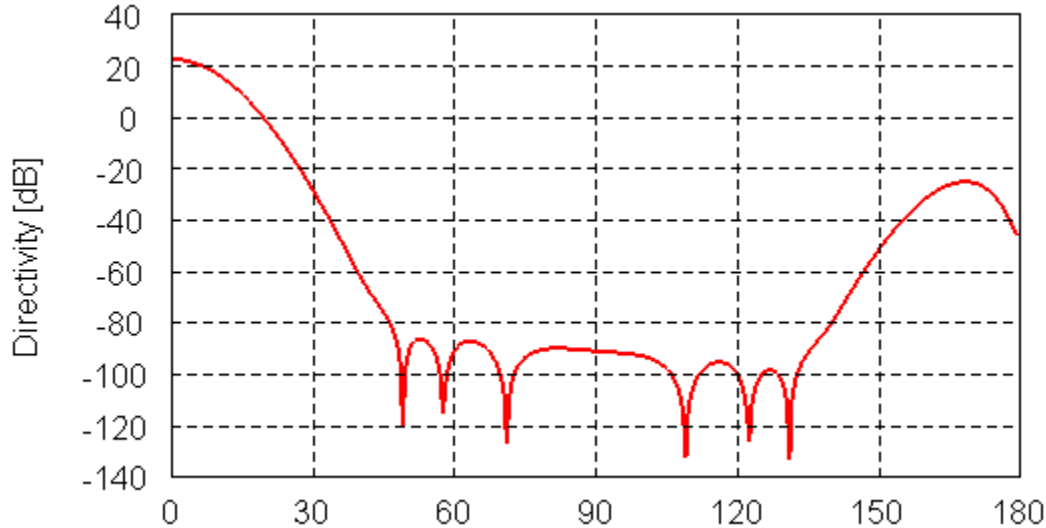


Fig.2.5 Diagrama radiació de l'alimentador amb w_0 de 4.9mm

Veiem que aquest no és tant directiu, amb el que no tindrem tant decaïment a les vores del reflector i aconseguirem tenir una il·luminació més uniforme

A partir d'aquí, dissenyarem l'antena parabòlica en funció de l'avaluació de les figures de mèrit.

2.1.2 Disseny del reflector

Per dissenyar un reflector parabòlic amb Feko, li hem de passar dos paràmetres, el radi del reflector i la distància focal. El radi és una de les especificacions que se'ns dona i és de 10 cm. Per saber quina serà la distància focal òptima fem un estudi amb les figures de mèrit i triarem la distancia focal de la que s'obtinguin millors resultats.

2.1.3 Eficiència de desbordament

Tal i com s'ha vist, l'eficiència de desbordament dependrà de l'angle del diagrama de radiació de la nostra botzina. Aquest angle β va relacionat amb la distància focal i el diàmetre:

$$\frac{f}{D_a} = \frac{1}{4 \operatorname{tg}\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad (2.3)$$

Per tant, el que farem és calcular l'eficiència de desbordament per a diferents angles β , per després comparar amb les altres eficiències (d'il·luminació i polarització).

Tal i com s'ha vist, amb Feko podem obtenir el diagrama de radiació de l'alimentador. També hi ha una opció que permet exportar els resultats a un arxiu *.ffe. Aquest arxiu conté els valors dels camps radiats i de la directivitat en funció dels angles θ i ϕ . Com el que tindrem és un número finit de punts del diagrama de la botzina, calcularem l'eficiència canviant les integrals per sumatoris:

$$\eta_s = \frac{\sum_{\theta=0}^{2\pi} \sum_{\phi=0}^{\beta} D_f(\theta, \phi) \sin(\theta) \Delta\theta' \Delta\phi'}{\sum_{\theta=0}^{2\pi} \sum_{\phi=0}^{\pi} D_f(\theta, \phi) \sin(\theta) \Delta\theta' \Delta\phi'} \quad (2.4)$$

Realitzem aquest càlcul amb un programa fet amb Matlab on $\Delta\theta$ i $\Delta\phi$ són els increments dels angles entre mostres del camp llunyà. Al Feko li hem indicat que ens ho calculi amb increments de 0.5° en els dos angles. En la figura 2.6 es troben representats els resultats.

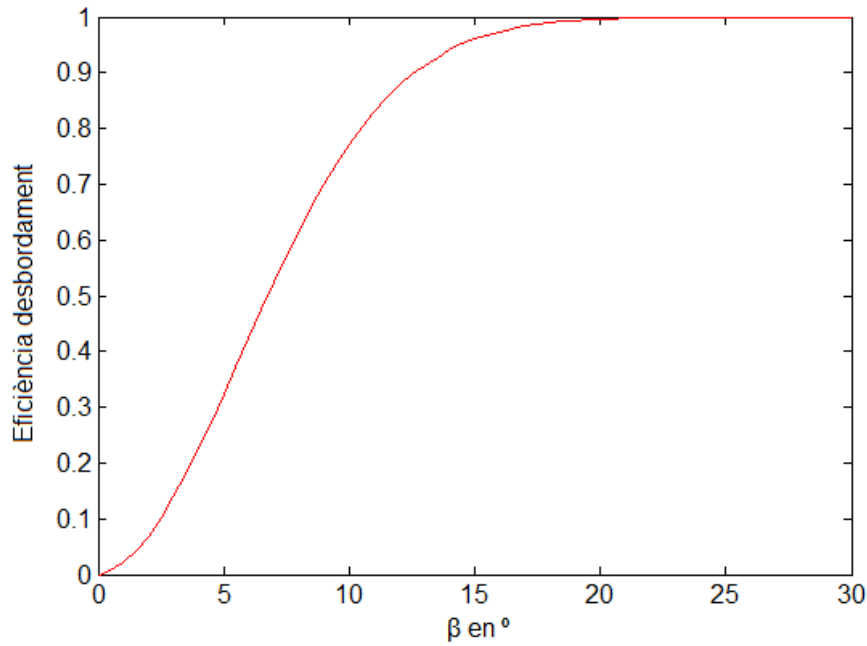


Fig. 2.6 Eficiència de desbordament en funció de l'angle β

A la figura 2.6 veiem que amb $\beta=20^\circ$ l'eficiència de desbordament ja és pràcticament 1.

2.1.4 Eficiència d'il·luminació

Tal i com s'explica en l'apartat 1.2.2, per calcular l'eficiència d'il·luminació, haurem d'obtenir els camps a la boca del nostre reflector.

Es realitzaran tantes parabòliques com valors de β vulguem provar, ja que per a cada β tindrem una distància foca l diferent i per tant, una forma diferent del nostre plat.

A cada parabòlica calcularem el camp proper en el pla de la boca del reflector, exportant els arxius *.hfe i *.efe que contenen el camp elèctric i el camp magnètic d'aquest pla els quals utilitzarem per calcular amb el Matlab l'eficiència d'il·luminació.

Per fer-ho, tornem a canviar integrals per sumatoris:

$$\eta_{il} = \frac{1}{\pi \left(\frac{D_a}{2} \right)^2} \frac{\left| \sum_0^{2\pi} \sum_0^{\frac{D_a}{2}} E_{co}(\rho, \phi) \rho \Delta \rho \Delta \phi \right|^2}{\sum_0^{2\pi} \sum_0^{\frac{D_a}{2}} |E_{co}(\rho, \phi)|^2 \rho \Delta \rho \Delta \phi} \quad (2.5)$$

$E_{co}(\rho, \phi)$ és la component copolar del camp i serà, pel nostre cas, la component E_x , ja que la nostra botzina la hem dissenyat linealment polaritzada en aquesta direcció. Per poder situar una superfície circular a la boca del reflector al Feko ho hem de fer en coordenades cilíndriques. Llavors, per calcular aquesta eficiència, haurem de fer el canvi de coordenades de cilíndriques a cartesianes tal i com es mostra a l'expressió (2.5)

$$E_x = E_\rho \cos(\phi) - E_\phi \sin(\phi) \quad (2.6)$$

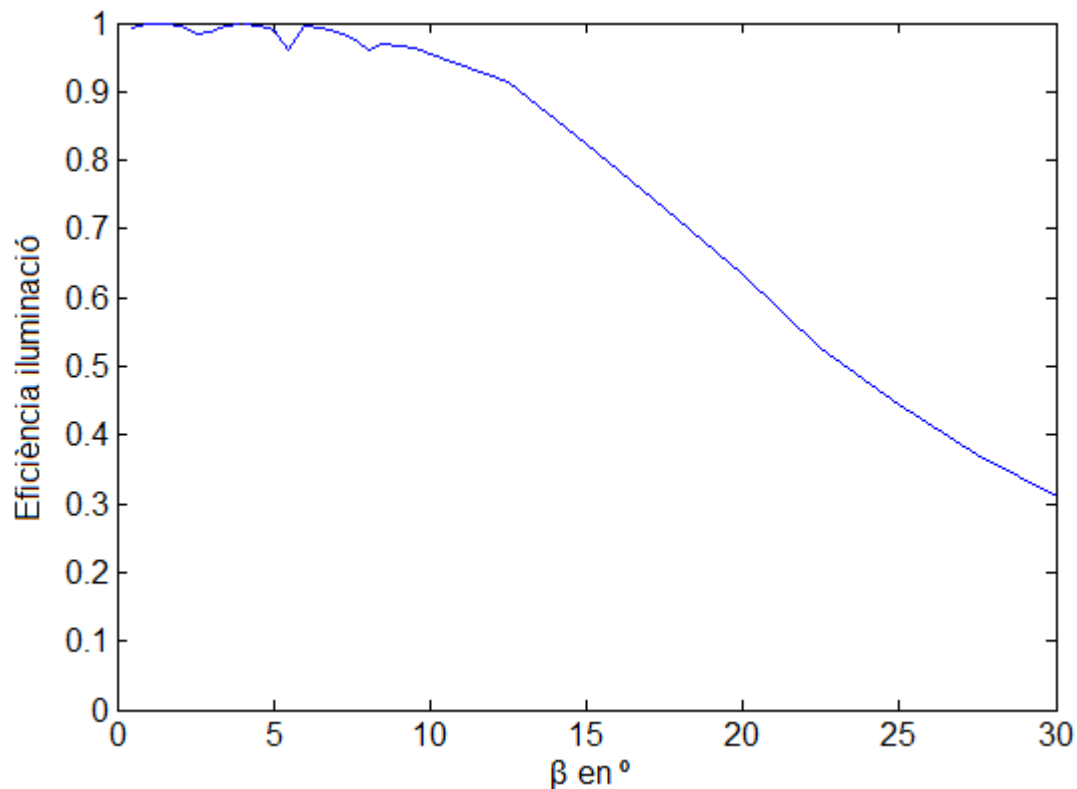


Fig. 2.7 Eficiència d'il·luminació en funció de l'angle β

Tal i com veiem a la figura 2.7, a partir de $\beta \approx 10^\circ$ l'eficiència d'il·luminació comença a disminuir. Com esperàvem, a mesura que l'alimentador s'apropa al plat (β més gran), més petita és la distància focal i, per tant, el decaïment a les vores és més gran, fent que l'eficiència d'il·luminació decreixi.

2.1.5 Eficiència de polarització

Per calcular l'eficiència de polarització, haurem d'obtenir els camps copolar i crosspolar a l'obertura del nostre reflector.

El procediment és similar al de calcular l'eficiència d'il·luminació, és a dir, llegint el fitxer *.efe que ens retorna el feko quan li demanem que ens calculi el camp proper a la boca del reflector.

L'expressió per calcular-la serà la següent:

$$\eta_x = \frac{\sum_0^{2\pi} \sum_0^{Da/2} |E_{co}(\rho, \phi)|^2 \rho \Delta \rho \Delta \phi}{\sum_0^{2\pi} \sum_0^{Da/2} (|E_{co}|^2 + |E_{cx}|^2) \rho \Delta \rho \Delta \phi} \quad (2.7)$$

E_{co} , tal i com hem comentat a l'eficiència d'il·luminació és la component copolar i serà E_x . E_{cx} és la component crosspolar i serà la que inclou les altres dues components, E_y i E_z . Tal i com s'ha comentat, l'arxiu *.efe ens retorna el camp en coordenades cilíndriques, amb el que haurem de passar-lo a cartesianes:

$$E_y = E_\rho \sin(\phi) + E_\phi \cos(\phi) \quad (2.8)$$

$$E_z = E_z \quad (2.9)$$

Un cop calculades les eficiències de polarització de les diferents parabòliques obtenim la següent gràfica en funció de l'angle β :

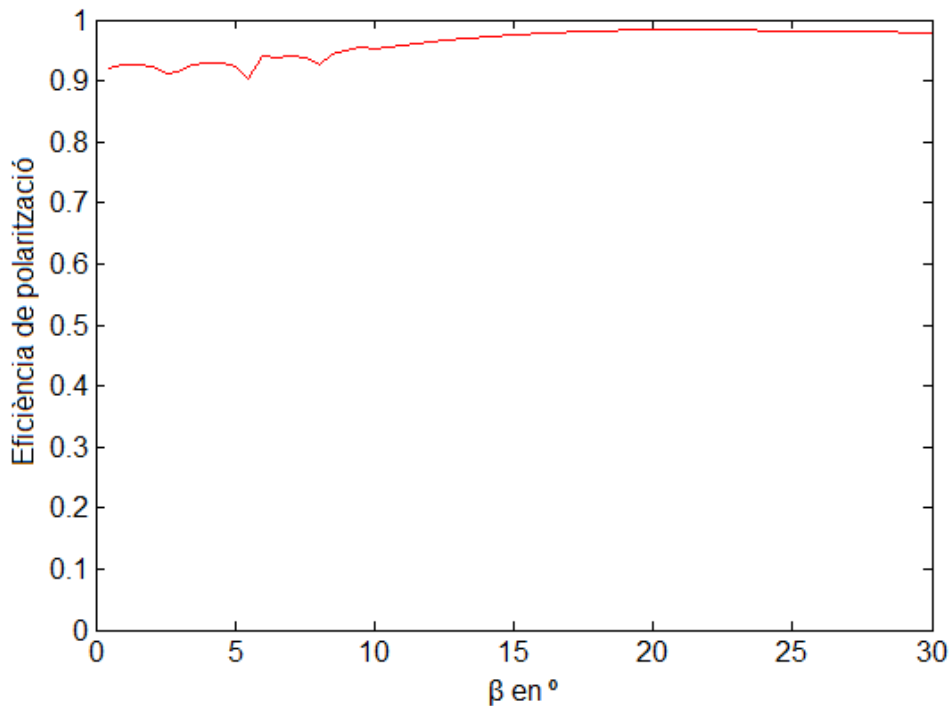


Fig. 2.8 Eficiència polarització en funció de β

Com era d'esperar, l'eficiència de polarització és elevada per totes les β ja que, tal i com hem comentat en l'apartat 1.1.7, el nostre reflector és localment pla i per tant les components creuades seran molt baixes.

2.1.6 Distància focal

Un cop hem analitzat les diferents eficiències, multiplicant-les trobem per a quina β obtenim una eficiència total més alta. Aquesta eficiència total la veiem representada a la figura 2.9.

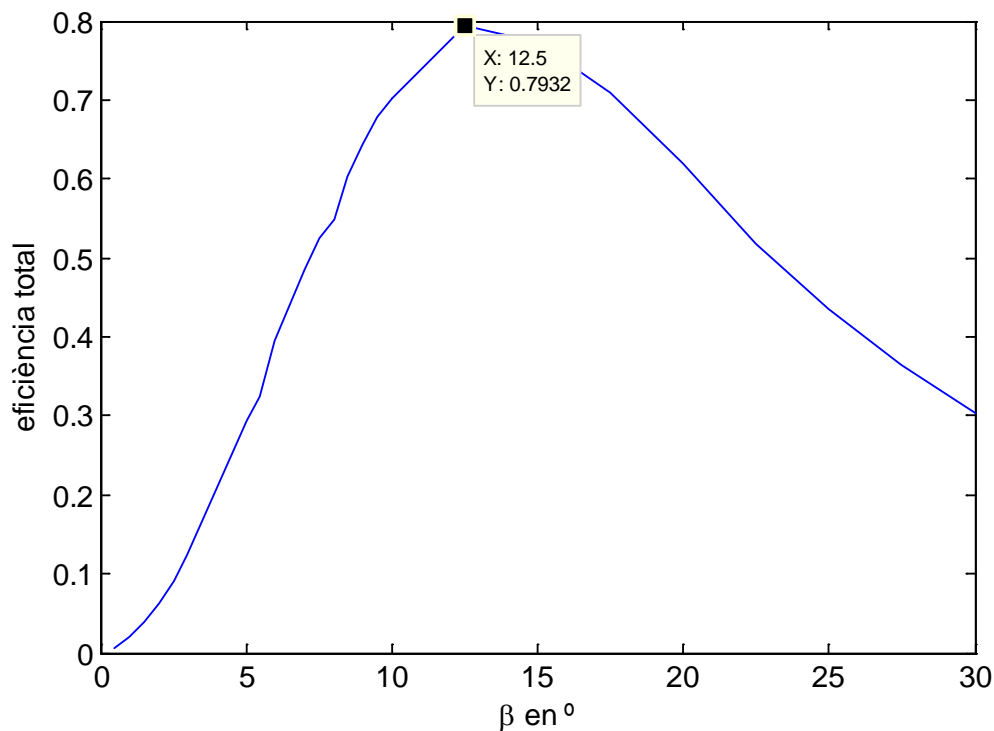


Fig.2.9 Eficiència total en funció de β

Veiem a la figura 2.9. que l'eficiència més elevada (de 0.79) l'obtenim per una β de $12,5^\circ$.

Així doncs, sabent que $\beta=12,5^\circ$ podem calcular la distància focal:

$$f = \frac{D_a}{4 \operatorname{tg}\left(\frac{12,5^\circ}{2}\right)} = 0.4565m \quad (2.10)$$

On D_a es el diàmetre del reflector i té un valor de 20 cm. Veiem que la distància focal que ens resulta és bastant elevada. Tot i així, fent el mateix procediment

utilitzant l'alimentador amb el *waist* inicial que es va provar de 10 mm, s'obté una distància focal òptima de 0.88 m. Per tant, és important de cara a reduir les dimensions de la nostra antena triar l'alimentador adequat.

2.2 Directivitat i resolució angular

Un cop obtingut el disseny de l'antena, la simulem amb Feko i obtenim una directivitat de 44,93 dB.

Per validar aquest resultat realitzem el càlcul teòric de la directivitat segons les eficiències que hem obtingut:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ap} \eta_{il} \eta_x \eta_s = 30580 \Rightarrow 44,85 \text{ dB} \quad (2.11)$$

Per tant, veiem que el càlcul teòric és molt similar a l'obtingut amb Feko.

Mirem llavors la resolució angular, amb el diagrama de radiació de la directivitat a una caiguda a 3 dB. A la figura 2.10 veiem aproximadament que la resolució angular obtinguda és de 1,06°, per tant, veiem que és important mantenir la directivitat el més elevada possible per no empitjorar-la.

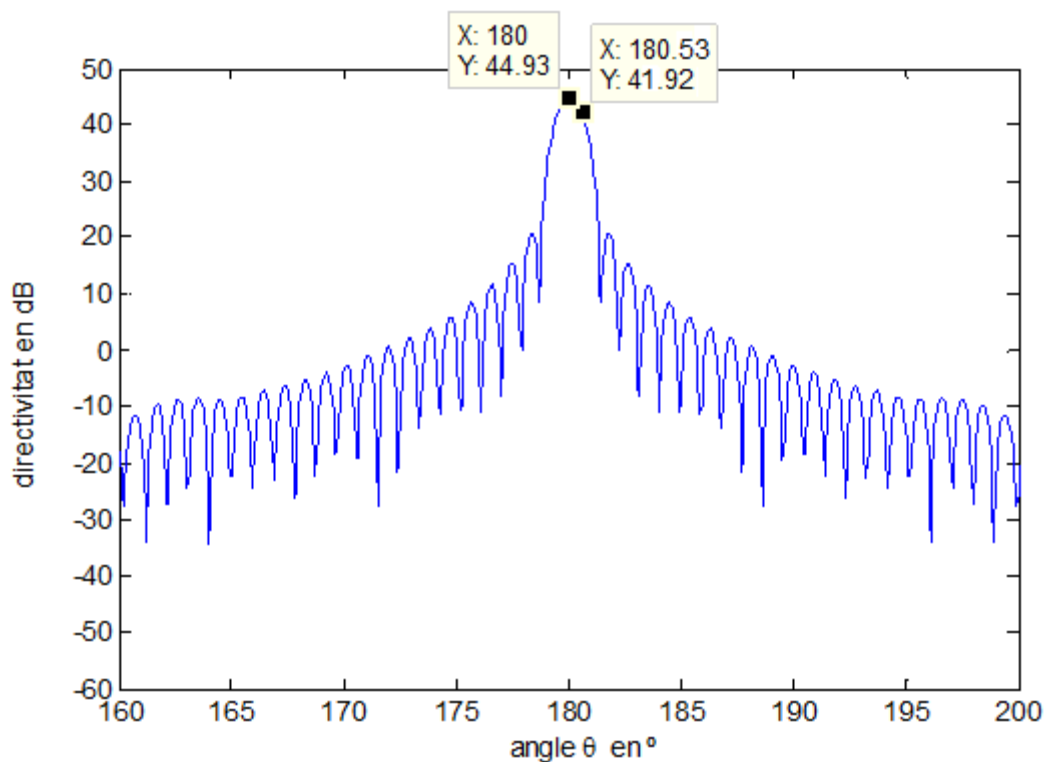


Fig.2.10 Diagrama de radiació de la directivitat de la parabòlica simètrica

2.3 Bloqueig

A l'apartat anterior s'ha calculat la directivitat de la parabòlica teòricament segons les eficiències i la resultant de simular-la amb Feko. A aquestes, li haurem de restar el bloqueig que suposa el tenir l'alimentador al davant. Aquest bloqueig el Feko no el té en compte ja que com a font hem posat el pla amb els camps que tindria una botzina a la seva obertura.

El bloqueig el podem calcular amb la següent expressió [3]:

$$\Delta D = 20 \log \left(1 - 2 \left(\frac{D_b}{D_a} \right)^2 \right) \quad (2.12)$$

On D_b és el diàmetre de l'obertura de l'alimentador i D_a el diàmetre del reflector. Calculant el diàmetre D_b que hauria de tenir el nostre alimentador segons l'expressió 2.2, obtenim que la pèrdua de directivitat pel bloqueig que li suposaria l'alimentador és de 0.1 dB.

2.4 Desplaçament del focus

A continuació s'estudien els efectes de desplaçar el focus, tant sobre l'eix del reflector, com perpendicularment a aquest. El motiu de fer aquest estudi es fa ja que una forma més ràpida de captar la imatge seria, en comptes de posar un sol alimentador, posar-ne varis, de manera que per a cada moviment del sistema tindríem tants píxels com fonts.

2.4.1 Desplaçament sobre l'eix de la parabòlica

A continuació estudiem els efectes de tenir la parabòlica desenfocada, és a dir, que l'alimentador està desplaçat sobre l'eix del reflector a certa distància del focus.

És important saber com ens afecta el desenfocat ja que normalment és complicat determinar on es troba el centre de fases del nostre alimentador i per tant, en la majoria dels casos estarà desenfocada. També, ens interessa saber els efectes d'aquest desenfocat ja que tal i com es veurà, per reduir l'astigmatisme, ens interessa desenfocar una mica la nostra antena. Per tant, també és interessant saber si el nostre disseny és molt o poc susceptible a aquesta desviació del centre de fases.

En les simulacions mourem la nostra font allunyant-la i apropant-la del reflector 2 cm respecte al focus. Trobarem com ens afecta això a les eficiències repercutint a la directivitat i al nostre diagrama de radiació.

Per calcular l'eficiència de desbordament, el que hem fet anteriorment és calcular el diagrama de radiació del nostre alimentador en 3 dimensions amb una resolució de 0.5° en ϕ i en θ . En aquest cas moure la font 2 cm enrera i 2 cm davant, ens suposa anar d'una $\beta=11,98$ a una $\beta=13,06^\circ$, amb el que una resolució de 0.5° és molt gran. Com que el diagrama de la nostra botzina té simetria de revolució, calculem el diagrama de radiació de la botzina per a $\phi = 0^\circ$ i amb un increment de $\theta = 0.01^\circ$ per calcular l'eficiència de desbordament amb una major resolució.

El càlcul de les altres eficiències el realitzem de la mateixa manera que ho hem fet per quan la botzina es trobava al seu focus.

A la figura 2.11 veiem les eficiències en funció del desplaçament sobre l'eix del reflector. Els valors negatius els prenem per indicar quan allunyem l'alimentador del reflector i els positius quan l'apropem.

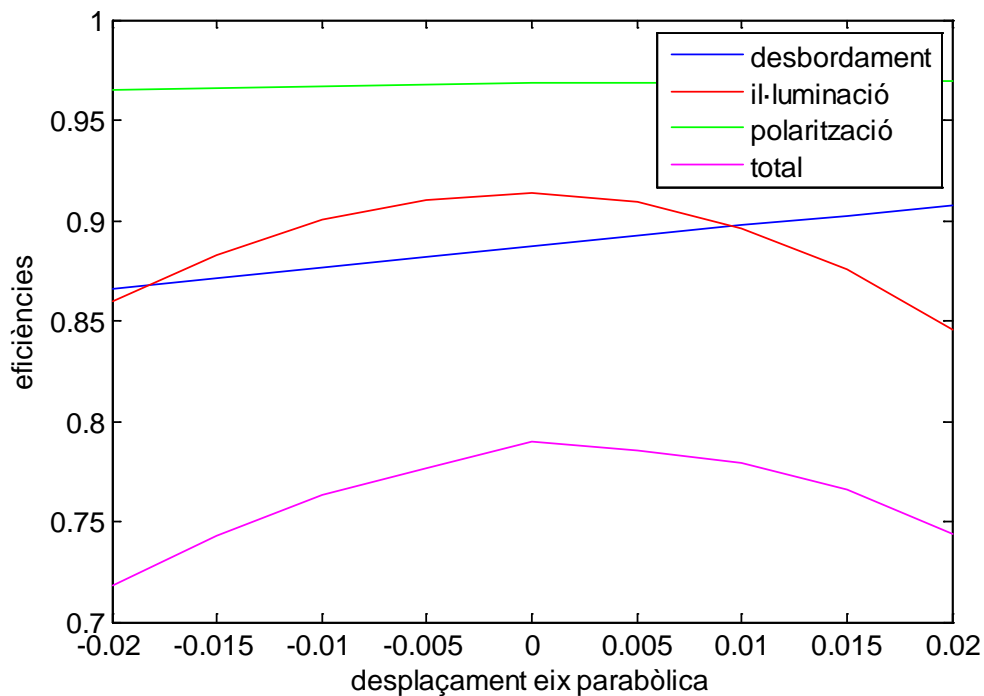


Fig.2.11 Eficiències segons desplaçem la botzina per l'eix de la parabòlica

S'observa que desplaçant fins a 2cm la font, l'eficiència total empitjora bastant poc. Com més pla sigui el nostre reflector, és a dir, una relació f/D (distància focal/Diàmetre reflector) més gran, menys es notaran els efectes de desplaçar la botzina sobre l'eix del reflector.

Observem que a mesura que ens allunyem del reflector, l'eficiència d'iluminació disminueix, el que ens podria resultar estrany ja que a mesura que ens allunyem l'amplitud del camp a l'obertura és més constant. El motiu és que quan ens desplacem la fase a l'obertura ja no és constant (ja no es compleix la igualtat de camins FPA que s'ha explicat en l'apartat 1.1.7) i aquesta és pitjor que la millora en l'amplitud. Si ens fixem veiem que l'eficiència d'iluminació cau més ràpid quan ens apropem que quan ens allunyem, degut a aquest motiu.

A la figura 2.12 es mostren els diagrames de radiació de l'antena amb el centre de fase de l'alimentador al seu focus i desplaçat 2 cm endavant i enrera. S'observa que la directivitat màxima varia molt poc, pel cas de allunyar la font 2 cm tenim una directivitat de 44,58 dB i quan l'apropem tenim 44,67 dB. Per contra, veiem que el nivell dels primers mínims ha augmentat.

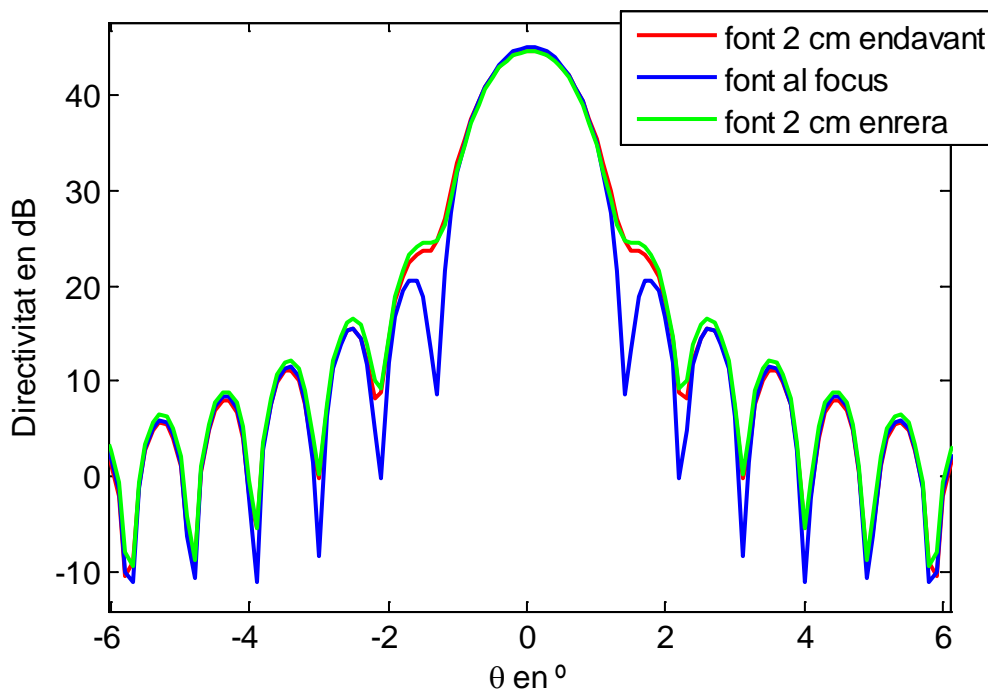


Fig.2.12 Diagrama radiació directivitat de la parabòlica amb la font al focus i desplaçada 2 cm endavant i enrera sobre l'eix del reflector

2.4.2 Desplaçament perpendicular a l'eix de la parabòlica

A continuació, estudiarem els efectes de desplaçar el focus de la parabòlica perpendicularment a l'eix de simetria. Veiem que fent aquest desplaçament, el que succeeix és que el nostre feix principal es desvia un cert angle θ_M respecte l'eix del reflector, tal i com es mostra a la figura 2.13. Per tant, podem aprofitar aquest moviment del feix principal, per fer un escaneig de la imatge d'una

forma més ràpida ja que podríem posar varis alimentadors que enfocarien alhora a varis punts de l'escena que volem captar.

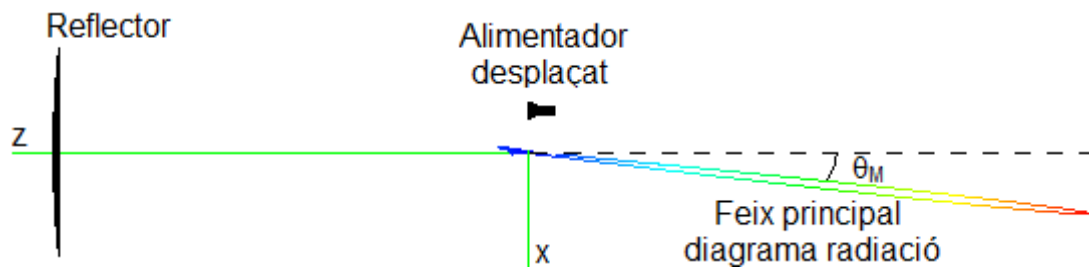


Fig. 2.13 Desviació θ_M del feix segons desplaçem l'alimentador

A continuació quantifiquem quant se'ns mou el feix principal segons desplaçem la font perpendicular a l'eix del reflector. Quan tenim l'alimentador de la parabòlica al focus, tots els punts a l'obertura d'aquesta estan en fase. En canvi, si desplaçem el focus com hem dit, la part superior de la parabòlica rebrà el senyal abans que la part inferior amb el que es produirà un desfasament que es pot considerar lineal tal i com es veu a la figura 2.13:

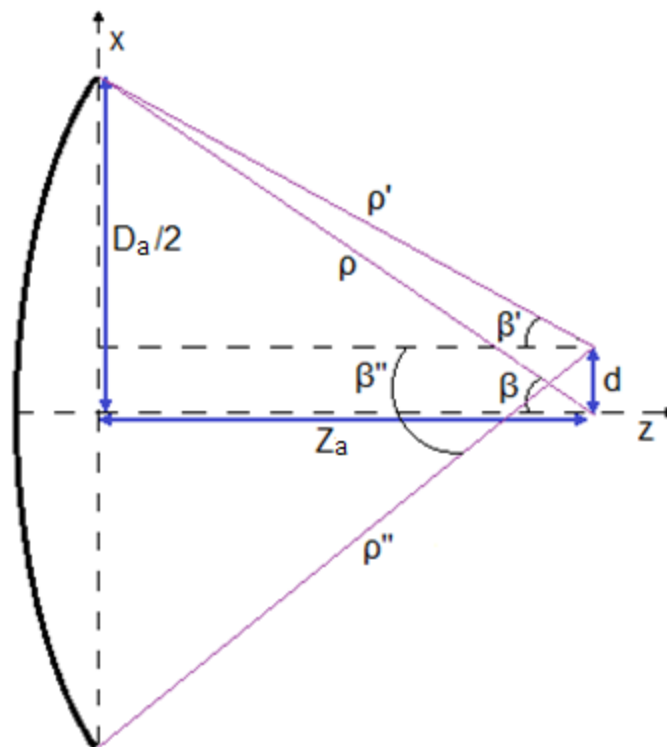


Fig. 2.14 Esquema antena parabòlica amb el focus desplaçat una distància d .

La constant de fase del camp elèctric se li sol assignar caràcter vectorial i ve donada per.

$$\vec{k} = k\hat{r} = k(\sin\theta\cos\phi\hat{x} + \sin\theta\sin\phi\hat{y} + \cos\theta\hat{z}) \quad (2.13)$$

Tenim que

$$\vec{r}' = x'\hat{x} + y'\hat{y} + z'\hat{z} \quad (2.14)$$

Com estem mirant la fase a l'obertura del reflector i aquest està en el pla XY, aquesta quedarà reduïda a

$$\vec{k}\vec{r}' = k(\sin\theta\cos\phi x' + \sin\theta\sin\phi y') \quad (2.15)$$

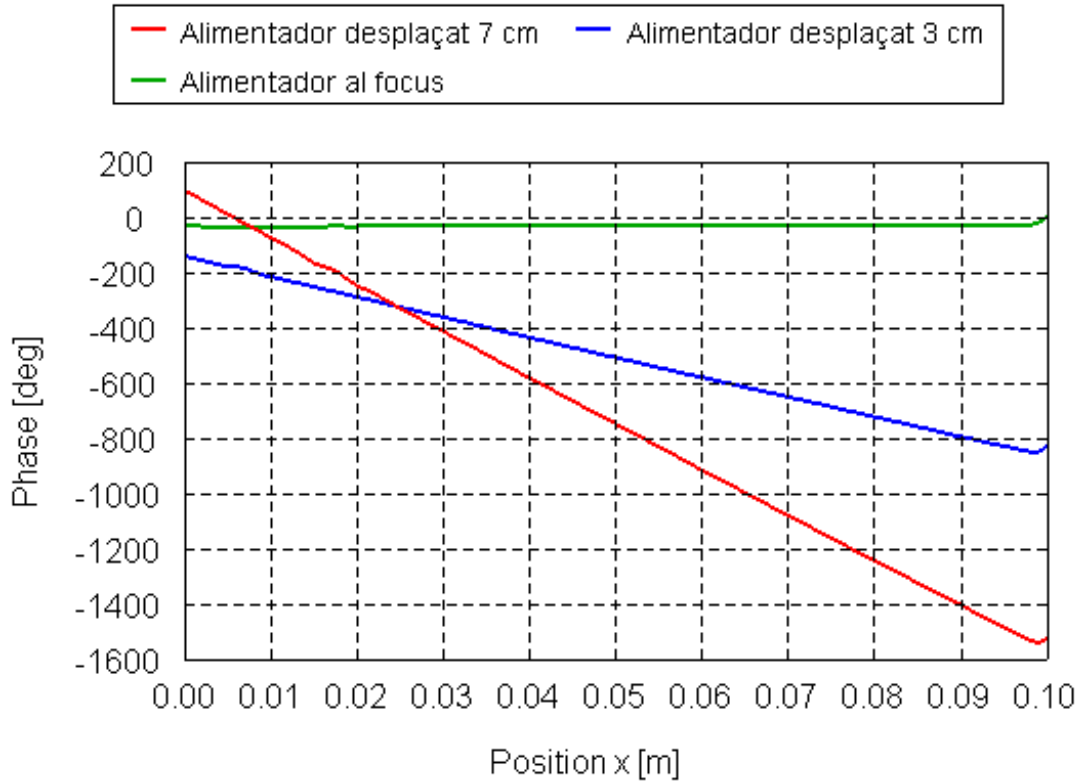


Fig. 2.15 Comparativa de la fase al llarg del radi del reflector amb la font desplaçada i amb la font al focus

També, si mirem la figura 2.13 el desplaçament el fem en el pla XZ, amb el que el feix principal només es desplaçarà un cert angle θ_M i $\phi=0^\circ$. Per tant ens quedarà que la fase a l'obertura vindrà donada per

$$\vec{k}\vec{r}' = k \sin \theta_M x' \quad (2.16)$$

$$\Delta\alpha = \frac{\vec{k}\vec{r}'}{x'} = k \sin \theta_M \quad (2.17)$$

Per trobar θ_M , calcularem el desfasament a l'obertura de la parabòlica seguint la figura 2.14. El desfasament $\Delta\alpha$ entre $x=D_a/2$ i $x=-D_a/2$ vindrà donat per

$$\Delta\alpha = \frac{k(\rho'' - \rho')}{D_a} \quad (2.18)$$

Trobem ρ' i ρ'' mirant la figura 2.13.

$$\rho'' = \frac{\frac{D_a}{2} + d}{\sin \beta''} \quad \rho' = \frac{\frac{D_a}{2} - d}{\sin \beta'} \quad (2.19)$$

$$\Delta\alpha = \frac{k}{D_a} \left(\frac{\frac{D_a}{2} + d}{\sin \beta''} - \frac{\frac{D_a}{2} - d}{\sin \beta'} \right) \quad (2.20)$$

Ens quedarà trobar els valors de β' i β'' que els podem aïllar quedant-nos

$$\beta' = \text{atan} \left(\frac{\frac{D_a}{2} - d}{Z_a} \right) \quad (2.21)$$

$$Z_a = \frac{D_a}{2 \tan \beta} \quad (2.22)$$

$$\beta' = \text{atan} \left(\frac{(D_a - 2d) \tan \beta}{D_a} \right) = \text{atan} \left(\left(1 - \frac{2d}{D_a} \right) \tan \beta \right) \quad (2.23)$$

De la mateixa manera trobem que

$$\beta'' = \text{atan} \left(\left(1 + \frac{2d}{D_a} \right) \tan \beta \right) \quad (2.24)$$

Per tant, si substituïm β' i β'' en 2.17 i igualem 2.17 i 2.15, trobem que θ_M vindrà donada per

$$\theta_M = \arcsin \left(\frac{\frac{1}{2} + \frac{d}{D_a}}{\sin \left(\arctan \left(\left(1 + \frac{2d}{D_a} \right) \tan \beta \right) \right)} - \frac{\frac{1}{2} - \frac{d}{D_a}}{\sin \left(\arctan \left(\left(1 - \frac{2d}{D_a} \right) \tan \beta \right) \right)} \right) \quad (2.25)$$

Podem trobar el valor de θ_M d'una forma més fàcil si considerem que ρ i $\rho' \gg \lambda$ i que d és petita:

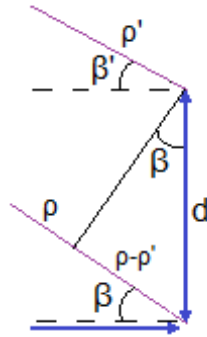


Fig. 2.16. Ampliació de l'esquema de la parabòlica de la distància de moviment del focus

Mirant la figura 2.15 trobem que

$$\rho - \rho' \approx d \sin \beta \quad (2.26)$$

Amb el que la diferència de fase entre les vores serà:

$$\Delta \alpha = \frac{k d \sin \beta}{D_a / 2} \quad (2.27)$$

Si igualem 2.26 i 2.16 obtenim:

$$\theta_M = \arcsin \left(\frac{d \sin \beta}{\frac{D_a}{2}} \right) \quad (2.28)$$

També podem calcular θ_M amb el BDF (Beam Deviation Factor). Aquest factor relaciona l'angle θ_M amb l'angle amb el que desplace la nostra botzina γ :

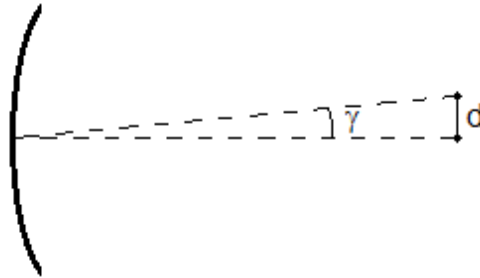


Fig. 2.17 Esquema per mostrar γ

$$\theta_M = BDF \cdot \gamma \quad (2.29)$$

En una superfície plana, un raig és reflexat amb el mateix angle que incideix sobre la superfície. En canvi, en una superfície corbada, aquest angle varia lleugerament. El BDF ens dona una idea de quan de corbada és la nostra superfície. Així, per superfícies còncaues aquest factor serà menor que 1, per superfícies convexes serà més gran que 1 i per una superfície plana serà igual a 1. Obtenim aquest factor amb la següent expressió per superfícies còncaues [8]:

$$BDF = \frac{(4f / D)^2 + 0.36}{(4f / D)^2 + 1} \quad (2.30)$$

A la figura 2.17 calculem diferents θ_M de les tres formes que hem estudiat amb diferents distàncies i fem una gràfica per veure quan difereixen :

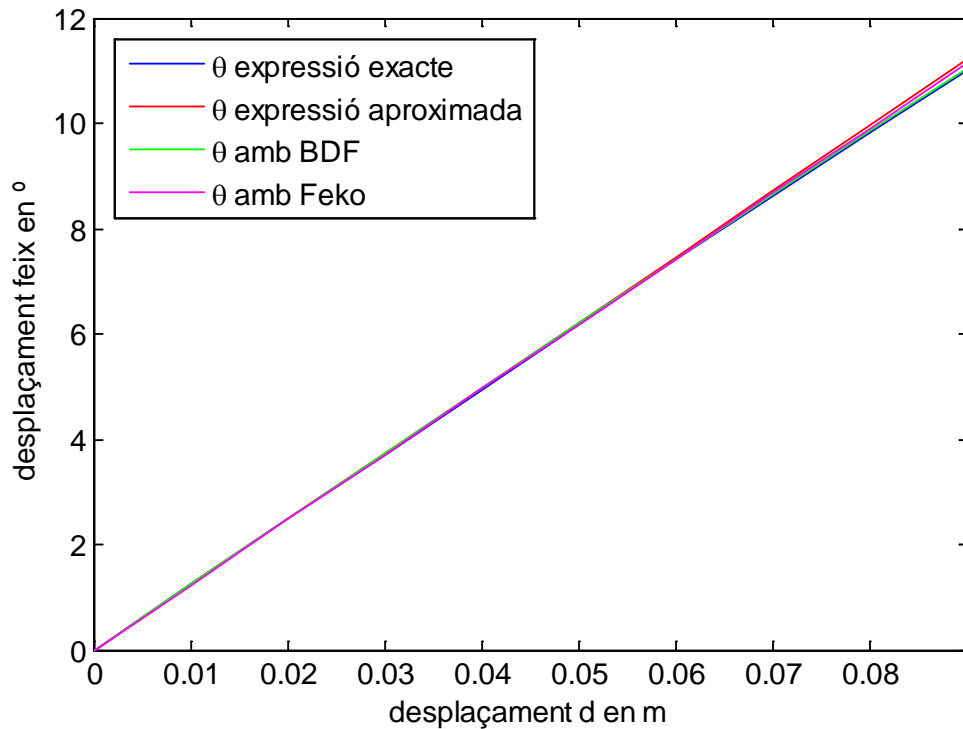


Fig.2.18 Comparativa dels desplaçaments de θ_M calculant-la amb diferents mètodes

Veiem que per les distàncies calculades ens donen gairebé el mateix resultat.

A continuació, s'estudiarà com afecta aquest desplaçament a la directivitat de la nostra parabòlica, analitzant cadascuna de les eficiències esmentades.

2.4.2.1 Eficiència de desbordament

Fins ara, hem calculat l'eficiència de desbordament per a una θ que anava de 0 a β (angle amb que veu el focus a la parabòlica) per a cada ϕ . Al desplaçar el nostre focus el que succeeix és que ara per a cada ϕ , tindrem una β diferent:

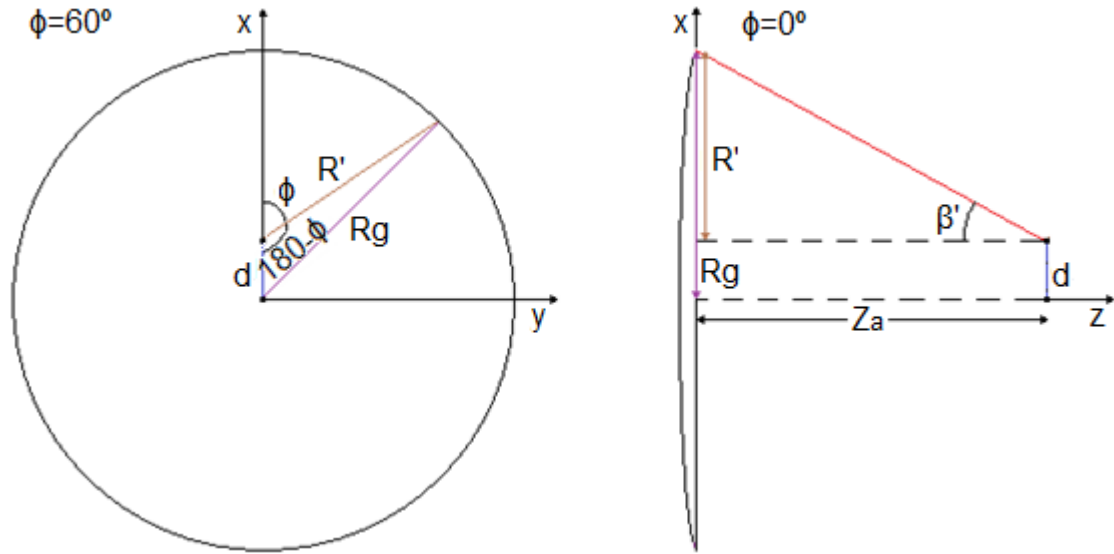


Fig. 2.19 Esquerra: Parabòlica vista des del focus. Dreta: Parabòlica vista des d'un lateral

Per tant, hem de trobar quant valdrà β' en funció de ϕ .

Veiem a la figura 2.19 dreta que:

$$\beta' = \arctan\left(\frac{R'}{Z_a}\right) \quad (2.31)$$

I R' , mirant el dibuix de l'esquerra, la podem calcular amb el teorema del cosinus.

$$R_g^2 = d^2 + R'^2 - 2dR'\cos(180 - \phi) \quad (2.32)$$

Obtenim β' :

$$\beta' = \arctan\left(\frac{2d\cos(180 - \phi) + \sqrt{(2d\cos(180 - \phi))^2 - 4(d^2 - R_g^2)}}{2Z_a}\right) \quad (2.33)$$

Per tant, en el script que tenim per calcular l'eficiència d'il·luminació hem de substituir β per l'expressió calculada en 2.30.

Obtenim la següent gràfica on veiem l'eficiència de desbordament, en funció del desplaçament d:

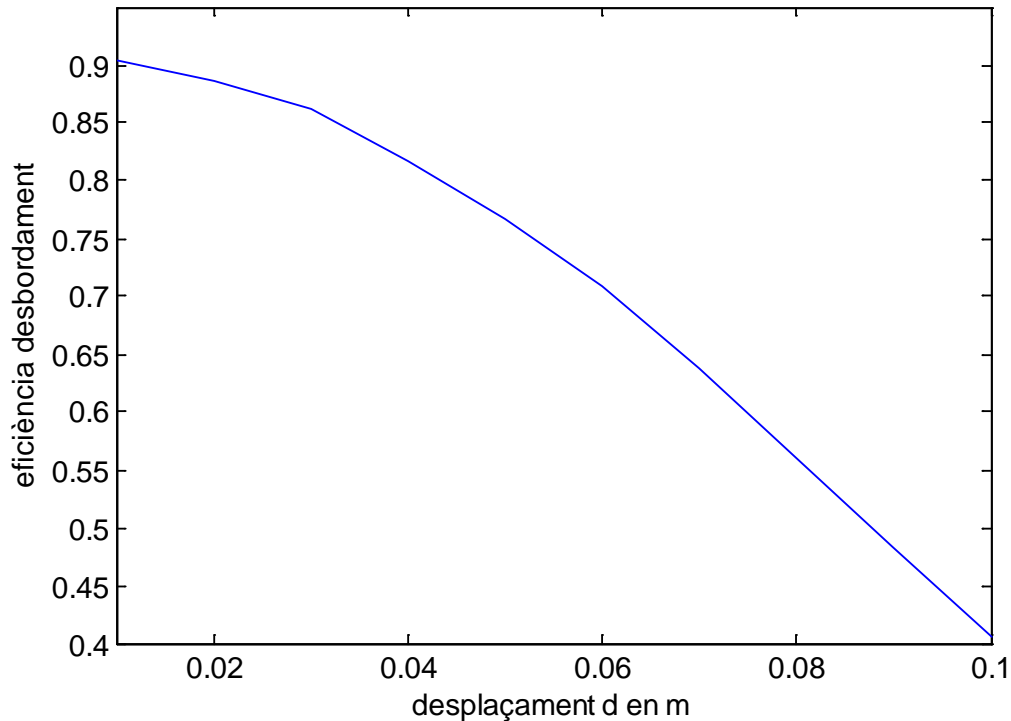


Fig. 2.20 Eficiència de desbordament en funció del desplaçament perpendicular a l'eix de la parabòlica

Mirant la figura 2.19 veiem que els resultats són coherents ja que a mesura que ens desplaceu l'eficiència de desbordament disminueix ja que quan més ens allunyem del centre menys part del feix principal de l'alimentador entrarà dins la parabòlica. Veiem com a 10 cm (que és just el radi de la parabòlica) més de la meitat del camp se'ns escapa, com era d'esperar.

2.4.2.2 Eficiència d'il·luminació

L'eficiència d'il·luminació en la majoria dels casos es calcula amb una fórmula simplificada, ja que normalment la botzina es troba al focus de la parabòlica el que provoca, tal i com s'ha comentat, que la fase a l'obertura d'aquesta sigui constant.

En canvi, si desplaceu la botzina tindrem una fase lineal a l'obertura de la parabòlica tal i com s'ha vist a la figura 2.15, amb el que haurem de tenir en compte aquesta fase a l'hora de calcular l'eficiència.

Una expressió més general per calcular l'eficiència d'il·luminació [3]:

$$\eta_{il} = \frac{(1 + \cos \theta_M)^2}{4} \frac{\left| \iint E e^{jkr'} ds \right|^2}{A \iint |E|^2 ds} \quad (2.34)$$

On $\vec{k}r'$ tal i com hem dit en l'apartat 2.3.2 és $\vec{k}r' = k \sin \theta_M x'$. Com el nostre pla a l'obertura del reflector el tenim en coordenades cilíndriques, tindrem llavors que $\vec{k}r' = k \sin \theta_M \rho \cos \phi$.

$$\eta_{il} = \frac{(1 + \cos \theta_M)^2}{4} \frac{\left| \iint (E_\rho \cos \phi - E_\phi \sin \phi) e^{jk \sin \theta_M \rho \cos \phi} \rho d\rho d\phi \right|^2}{A \iint |E|^2 ds} \quad (2.35)$$

A la figura 2.21 veiem es mostra l'eficiència d'il·luminació en funció del desplaçament. Veiem que aquesta eficiència també disminueix amb la distància com era d'esperar, ja que com més ens desplacem més diferència de fase hi haurà entre el centre de la parabòlica i les vores.

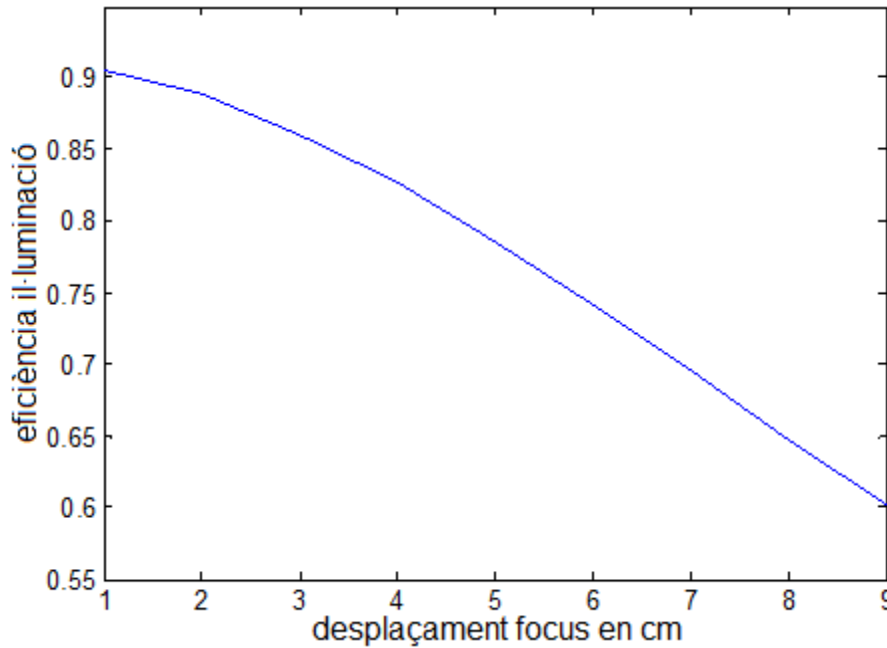


Fig. 2.21 Eficiència d'il·luminació en funció del desplaçament perpendicular a l'eix de la parabòlica

2.4.2.3 Eficiència de polarització

L'eficiència de polarització la calculem de la mateixa manera que ho hem fet fins ara. En aquest cas, obtenim la gràfica de la figura 2.21

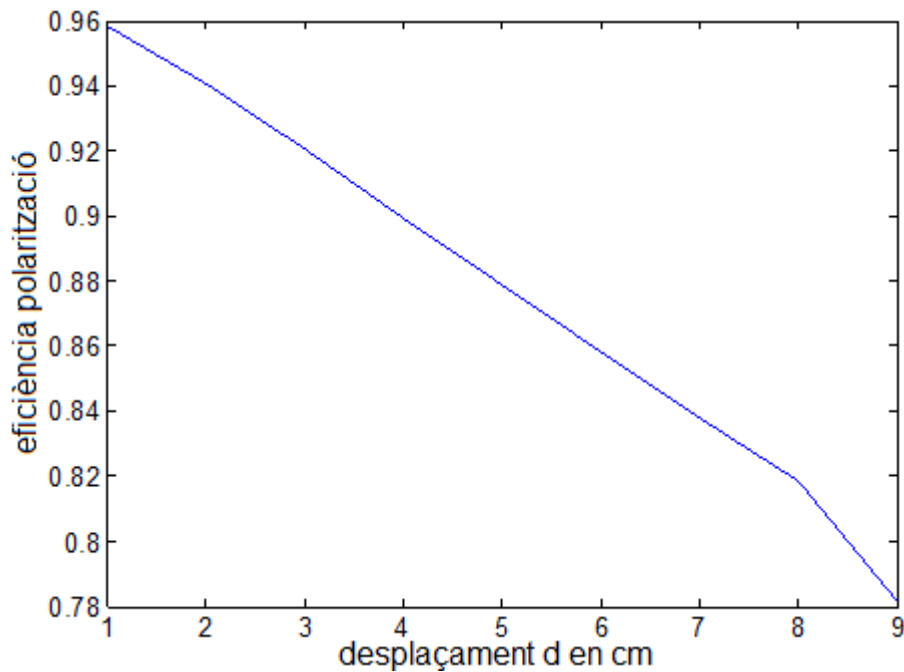


Fig. 2.22 Eficiència de polarització en funció del desplaçament perpendicular a l'eix de la parabòlica

A la figura 2.21. veiem com el fet de desplaçar l'alimentador, ens afecta a l'eficiència de polarització disminuint-la.

Taula 2.2. Eficiències , directivitats i resolució angular (Ω) en funció del desplaçament perpendicular a l'eix del reflector

Desplaçament d(m)	η_x	$\eta_{ }$	η_s	Directivitat calculada(dB)	Directivitat Feko(dB)	$\Omega(^{\circ})$
0.01	0,96	0,91	0,90	44,80	44,88	1,07
0.02	0,94	0,89	0,89	44,56	44,72	1.08
0.03	0,92	0,86	0,86	44,19	44,46	1.10
0.04	0,90	0,83	0,82	43,70	44,09	1.12
0.05	0,88	0,79	0,77	43,09	43,60	1.14
0.06	0,86	0,74	0,71	42,40	43,00	1.18
0.07	0,84	0,70	0,64	41,56	42,28	1.22
0.08	0,82	0,65	0,56	40,58	41,43	1.26
0.09	0,78	0,60	0,48	39,43	40,46	1.30

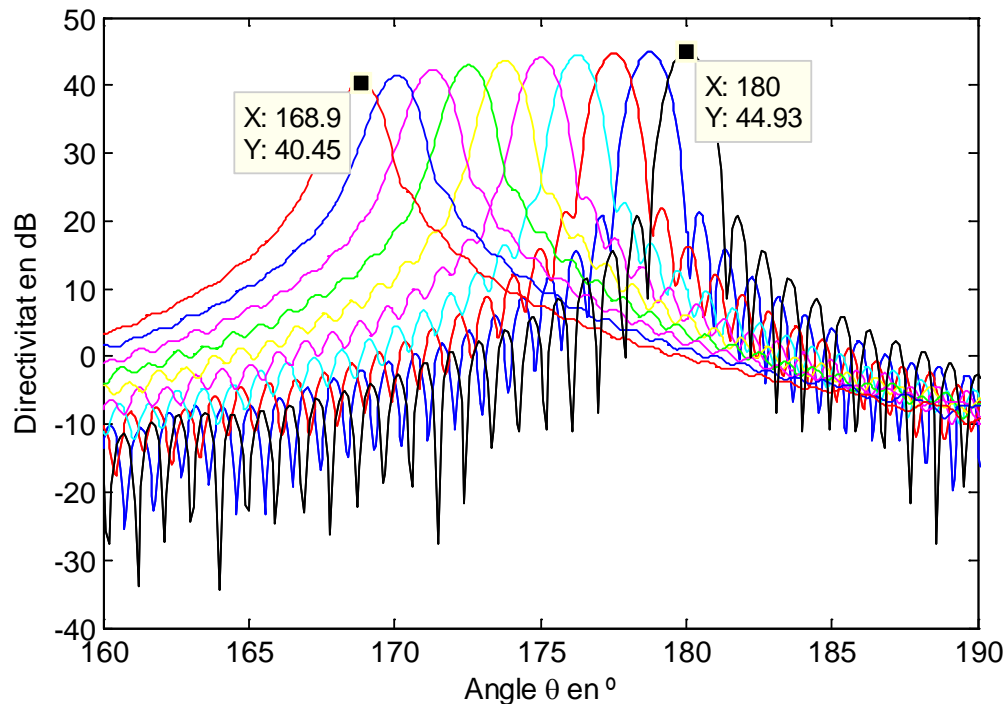


Fig 2.23 Diagrames de radiació en funció dels desplaçaments (de 0 a 9 cm)

Veiem que a mesura que ens desplacem, anem perdent directivitat i, per tant, resolució angular.

2.4.3 Aberracions desplaçament perpendicular a l'eix

Fins ara, hem mirat com se'ns desplaça el nostre feix principal del diagrama de radiació, segons anem desplaçant la nostra font perpendicularment a l'eix de la parabòlica. Ara fem l'estudi al revés, és a dir, segons una certa desviació de l'ona pla o feix principal, mirarem on hauria de situar-se la nostra font.

El que farem és el traçat de rajos paral·lels simulant l'ona plana que incideix al reflector amb un cert angle θ_M . Amb això mirarem com es focalitzen aquests rajos i amb això veurem dues de les anomenades aberracions òptiques: astigmatisme i coma.

2.4.3.1 Coma

El coma és un dels efectes que apareix quan s'inclina l'ona plana; en comptes de focalitzar-se tots els rajos cap al mateix punt ho fan en diferents punts. A la figura 2.25 podem veure clarament aquest efecte.

El coma, es manifesta en els lòbuls secundaris del diagrama de radiació. A la figura 2.26 veiem les tant l'astigmatisme com el coma. El coma fa que el

diagrama deixi de ser simètric i que el lòbul secundari de l'esquerra va augmentant i desapareixent més ràpid que el de la dreta.

2.4.3.2 Astigmatisme

En òptica, es defineixen dos plans, el pla meridional i el pla sagital. El pla meridional és el que conté l'eix de la parabòlica i el raig principal. El pla sagital és el perpendicular al tangencial i també conté el raig [9]. A la figura 2.23 es mostra un esquema on es veuen aquests dos plans.

L'astigmatisme ve donat per que els rajos continguts en el pla meridional focalitzen diferent que els rajos continguts en el pla sagital quan aquests incideixen amb una certa inclinació respecte l'eix del reflector.

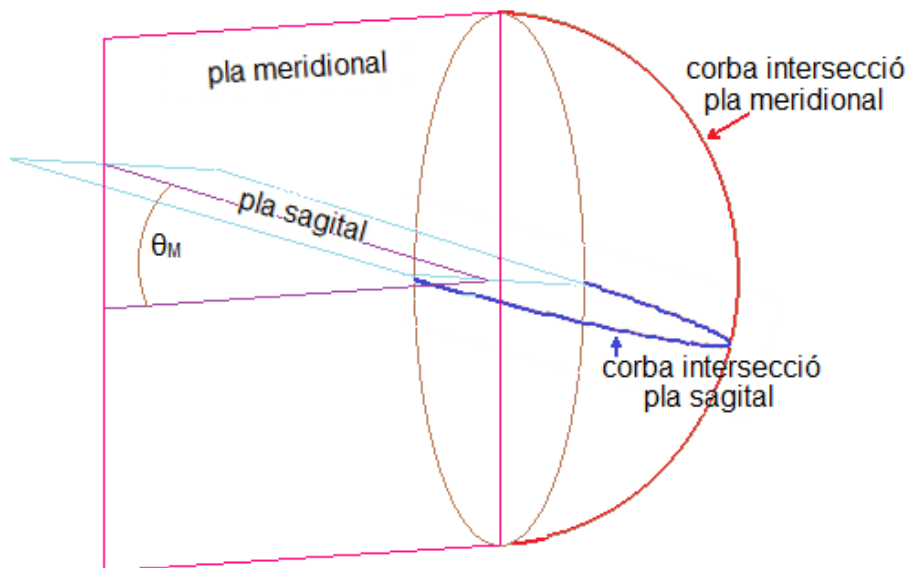


Fig. 2.24 Corbes que defineixen el pla meridional i sagital a l'intersecar amb la superfície parabòlica

Per veure com focalitzen els rajos en aquests dos plans (sagital i meridional), realitzem un programa amb Matlab que ens dibuixarà en 3D tant el reflector com el traçat dels rajos.

Es traçaran els rajos fent línies paral·leles que incideixen al reflector amb una inclinació de 10° respecte al seu eix (simulant l'ona plana) i, a partir de la normal del reflector en el punt on intersequen aquestes línies, també es dibuixaran les línies reflectides per veure on focalitzen els dos plans. A la figura 2.25 a) veiem dibuixat el reflector en 3D on veiem el pla meridional en negre i el sagital en magenta. A la 2.25 b) i c) es mostren els plans XZ i YZ on es veuen més clarament el pla sagital i el pla meridional

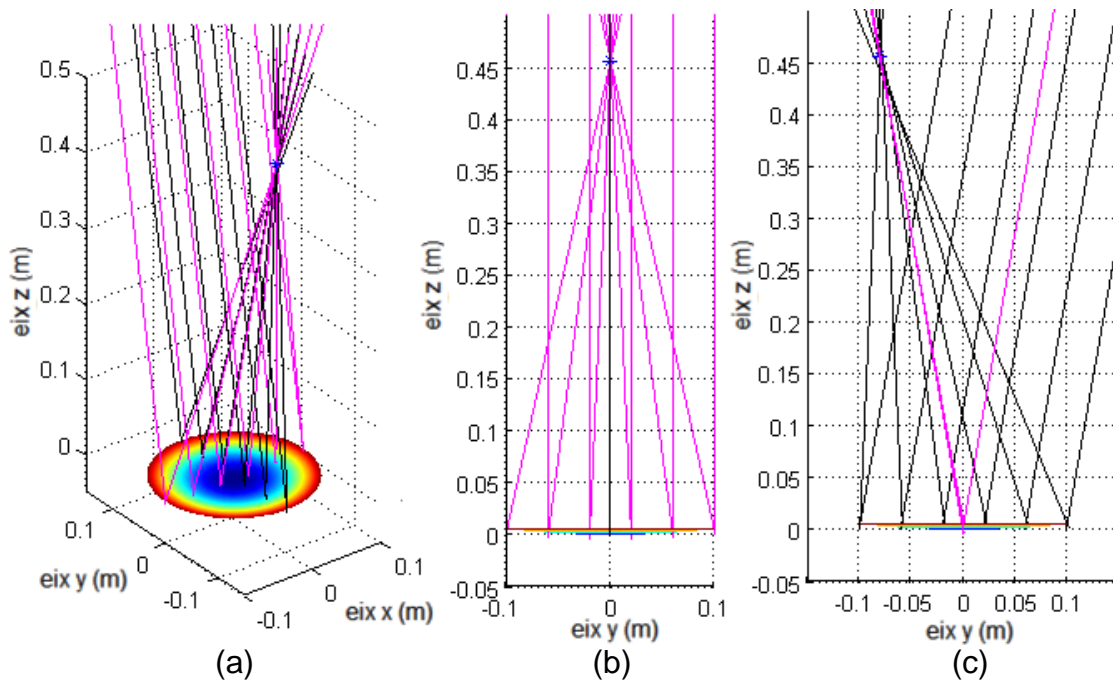


Fig. 2.25 (a) Figura 3D dels traçats dels rajos en el dos plans. (b) Pla sagital. (c) Pla meridional

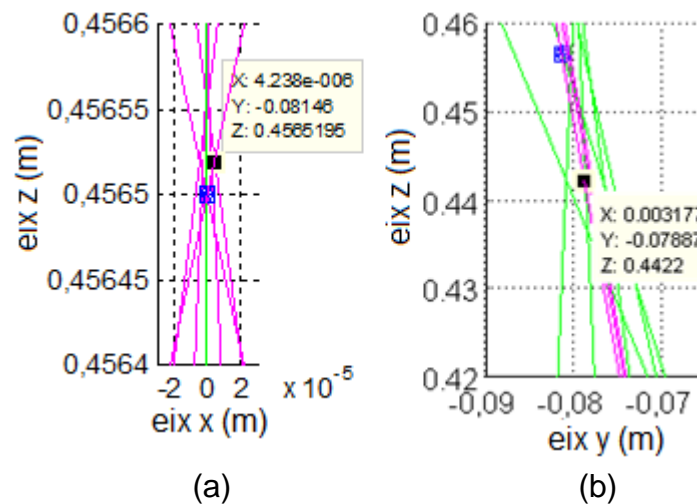


Fig. 2.26 Detall de les diferències de focus (a) Pla sagital (b) Pla meridional.

Per veure més clar l'efecte de l'astigmatisme fem zoom a la zona on es focalitzen els rajos en ambdós plans. A la figura 2.26 veiem en (a) que tenim el focus del nostre alimentador (punt blau) molt poc separat de la zona on focalitza el pla sagital, apenes 0.02 mm, mentre que en (b) la separació entre el focus de l'alimentador i el lloc on focalitzen els rajos en el pla meridional és molt més notable (uns 1,43 cm $\approx 4.5\lambda$).

En el diagrama de radiació que es mostra a la figura 2.26. veiem l'efecte de l'astigmatisme per la profunditat dels mínims dels lòbuls secundaris. Veiem que quant més desplaçem l'alimentador, menys marcats queden els mínims dels lòbuls secundaris del diagrama de radiació:

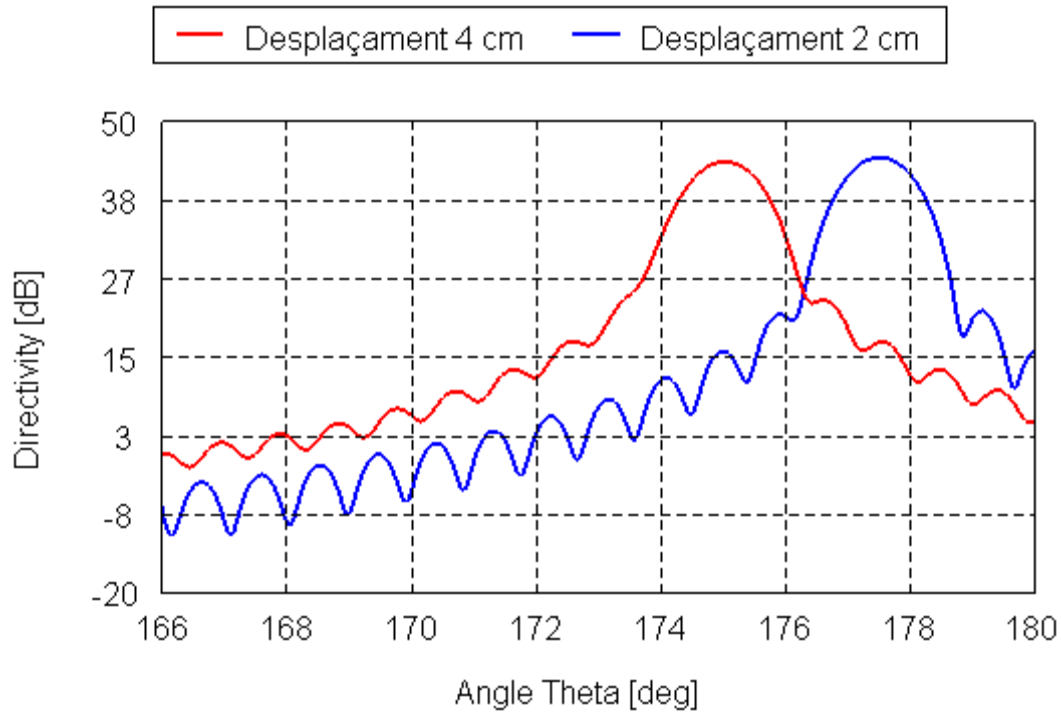


Fig. 2.27 Visualització dels efectes del coma i l'astigmatisme quan desplaçem l'alimentador 2 i 4 cm

Després d'analitzar les aberracions esmentades, ens adonem que el reflector pateix de les dues.

Això ens provoca, tal i com s'ha vist a la taula 2.2 que a mesura que anem desplaçant la font, els píxels que captem van perdent definició, provocant que la part central de l'escena estigui més definida que la part on la font s'ha desplaçat més.

Per reduir aquestes aberracions hauríem de tenir una relació distància focal entre diàmetre del reflector més gran, fent el reflector molt més pla. L'inconvenient d'això és que les dimensions de l'antena augmenten, penalitzant el fet de voler tenir una antena petita.

Una altra opció per reduir l'astigmatisme seria, en comptes de tenir la font al focus de la parabòlica i desplaçar-la perpendicularment a partir d'aquest focus, el que es fa és moure-la sobre l'eix de la parabòlica (desenfocant-la) de manera que quan la desplaçem perpendicularment, aquesta quedi més enmig dels dos focus dels dos plans (sagital i meridional) com es mostra a la figura 2.27. D'aquesta manera es penalitzen els píxels centrals ja que en el centre l'antena estarà desenfocada, però en canvi els píxels que estan més desplaçats guanyaran definició, aconseguint una imatge més uniforme.

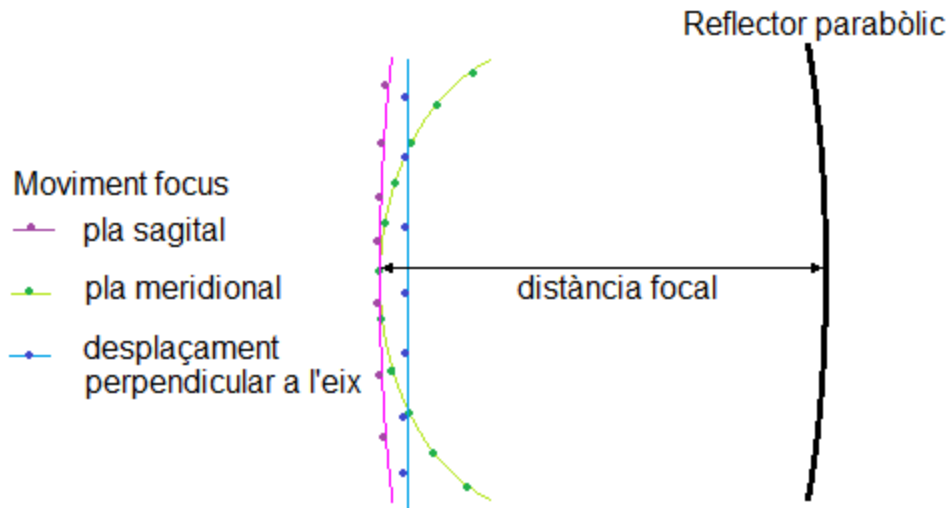


Fig. 2.28 Traçats de la situació dels focus segons l'angle d'incidència de l'ona plana dels plans sagital i meridional i situació real de l'alimentador (blau) per reduir l'astigmatisme.

2.5 Conclusions de disseny

Un cop hem dissenyat l'antena parabòlica simètrica buscant la màxima directivitat, veiem que hem obtingut una distància focal bastant gran de, 45,65 cm. Això fa que les dimensions de l'antena siguin notables però a canvi, al tenir una relació distància focal entre diàmetre d'obertura del reflector gran fa que la nostra antena no tingui astigmatisme i coma molt elevades. Podent inclús rebaixar-les amb les correccions esmentades.

El problema principal que tenim amb aquesta configuració és que en el cas de que volguéssim posar un array de fonts alimentant el reflector, aquestes suposarien un obstacle pel reflector amb el que les pèrdues per bloqueig serien molt significatives. És per aquest motiu que a continuació estudiem la configuració en offset

CAPÍTOL 3. ANTENA PARABÒLICA OFFSET

En aquest capítol es veurà com hem dissenyat les antenes parabòliques tipus offset. El disseny es realitzarà a partir de la distància entre el reflector i l'alimentador que s'ha trobat en el capítol anterior per la parabòlica simètrica i de l'offset amb el que vulguem treballar.

Un cop fets els dissenys, es comprovarà que les figures de mèrit concorden amb la directivitat que ens resulta de simular amb Feko.

A continuació es mirarà la possibilitat de moure tant l'alimentador com el reflector per tal de desviar el feix principal de cara a fer l'escombrat de la imatge.

3.1 Disseny de la parabòlica offset

Per dissenyar el reflector offset col·loquem la font de manera que il·lumini una porció de superfície parabòlica localitzada asimètricament a un costat de l'eix (figura 3.1).

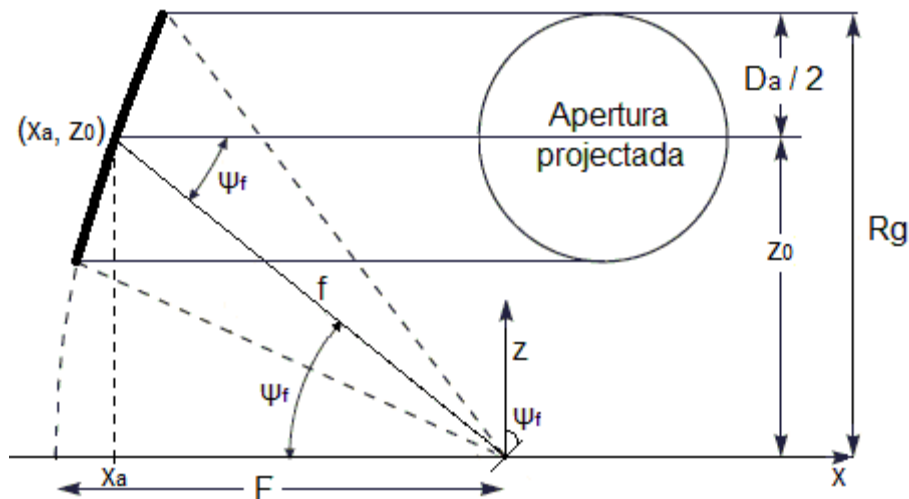


Fig. 3.1 Dibuix antena parabòlica offset

Per dibuixar-ho amb Feko, fem la intersecció d'una parabòlica i un cilindre de radi 0,1 (el radi de la parabòlica que teníem fins ara), tal i com es mostra a la figura 3.2.

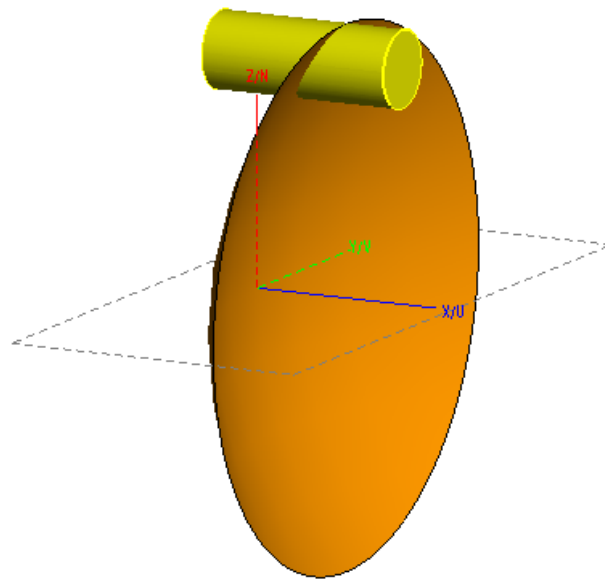


Fig. 3.2 Disseny antena parabòlica offset fet amb feko

Per dissenyar aquest tipus de parabòlica en offset, un cop hem fixat la distància entre reflector i botzina (com hem dit, utilitzarem el que hem obtingut pel cas de la simètrica, $f=45,65$ cm), ens caldrà calcular el radi de la parabòlica que ens defineix el reflector (R_g) i la distància focal d'aquesta (F).

La distància focal (F) la calculem amb l'expressió de la parabòlica en el punt que coneixem (x_a, z_0) .

$$z_0^2 = 4F(F - x_a) \quad (3.1)$$

Mirant la figura 3.1 trobem els valors de z_a i y_0 en funció de l'angle ψ_f

$$x_a = f \cos(\psi_f) \quad (3.2)$$

$$z_0 = f \sin(\psi_f) \quad (3.3)$$

R_g serà, per tant:

$$R_g = z_0 + \frac{D_a}{2} \quad (3.4)$$

Per començar, provem de realitzar un reflector amb offset de 90° , ja que és el més senzill de dissenyar. Utilitzarem com hem dit, una distància entre reflector i alimentador de 0,4565 m. Per poder dissenyar aquest tipus d'antena al Feko, haurem de saber quin és el radi del reflector parabòlic on interseca el cilindre de radi 0,1m (radi del reflector de la simètrica) així com la distància focal d'aquest ja que l'alimentador el col·locarem en el focus d'aquest reflector.

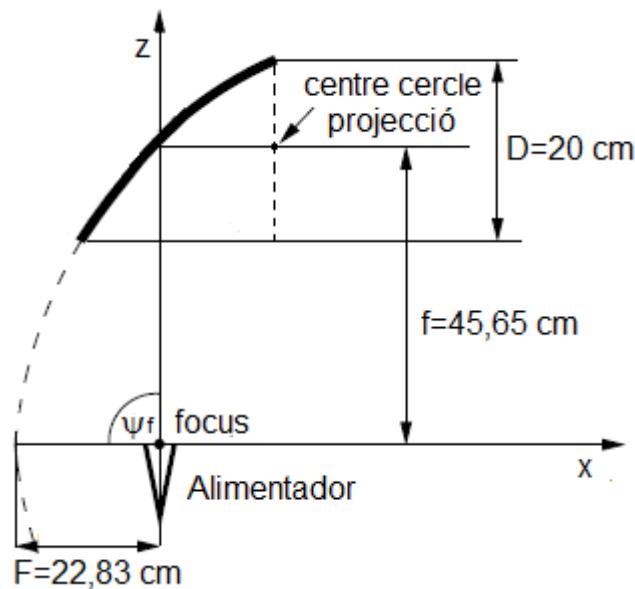


Fig. 3.3 Dibuix antena offset 90°

Tal i com es veu a la figura 3.3. pel cas de l'offset de 90° veiem que el radi del reflector gran on interseca el cilindre és la distància focal f obtinguda en l'antena parabòlica simètrica mes el radi del cilindre $R_g = (0.4565 + D_a/2)$. La

distància focal d'aquest reflector gran, F , la trobarem amb l'equació de la paràbola

$$z^2 = 4F(F - x) \quad (3.5)$$

Mirant la figura 3.3 veiem que un punt del reflector és a $x=0$ i z serà igual a la distància focal f que teníem a la simètrica ($z=f$), amb el que sabent aquest punt de la paràbola, podem calcular-ne la distància focal F d'aquest reflector gran.

$$f^2 = 4F^2 \rightarrow F = \sqrt{\frac{f^2}{4}} = \frac{f}{2} = 0,2283m \quad (3.6)$$

3.2 Figures de mèrit

Un cop tenim clar com fer el disseny de les offset, passem a simular-les amb Feko per varis angles ψ_f ($15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 75^\circ$ i 90°). Calcularem les figures de mèrit i compararem les directivitats calculades teòricament amb les que ens retorna el Feko.

3.2.1 Eficiències d'il·luminació i polarització

Per calcular les eficiències d'il·luminació i polarització, necessitem el camp proper a la boca del reflector. En aquest cas, en comptes de calcular el camp proper a la boca del reflector, ho farem a la projecció d'aquesta, a la boca de la parabòlica que ens defineix el reflector tal i com es veu a la figura 3.4 Aquest pla de camp proper, està situat en un pla YZ.

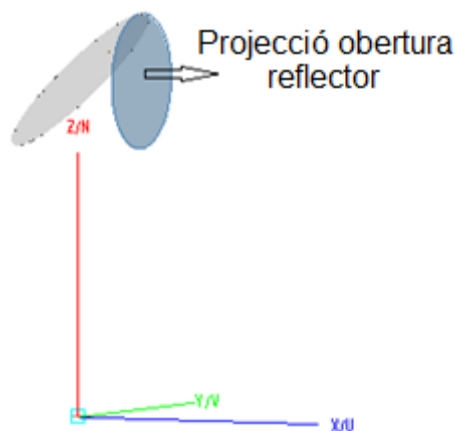


Fig. 3.4 Situació del camp proper per calcular les eficiències d'il·luminació i polarització

Per tant, hem de saber on situar el centre d'aquest pla ja que és un dels paràmetres que li haurem de passar al Feko. A l'eix z, mirant la figura 3.1 veiem que aquest es trobarà a $R_g - D_a/2$.

Mirant la figura 3.1, sabem el radi de la parabòlica que defineix el reflector, i, amb aquest i l'equació de la parabòlica, podem calcular en quin punt a l'eix de les x es trobarà el pla del camp proper que volem trobar:

$$Rg^2 = 4F(F - x_{\text{pla camp proper}})$$

$$x_{\text{pla camp proper}} = \frac{4F^2 - Rg^2}{4F} \quad (3.7)$$

Un cop tenim situat el pla, simulem amb Feko demanant que ens calculi el camp proper en aquest. Amb les dades del camp proper calcularem de la mateixa manera que s'ha fet en la parabòlica simètrica les eficiències d'il·luminació i polarització. Haurem de tenir en compte, però, que la component copolar del camp elèctric ja no serà E_x sinó que serà E_z , i la crosspolar seran les components E_x i E_y .

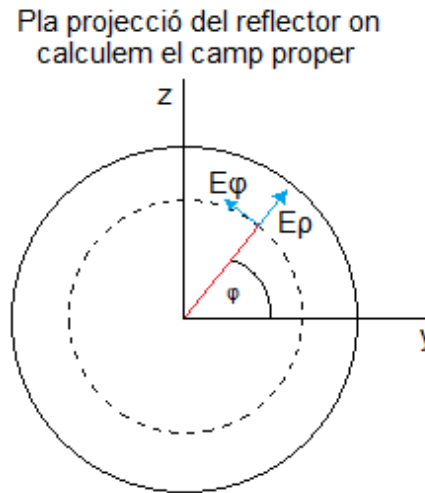


Fig. 3.5 Canvi de coordenades cilíndriques a cartesianes

Per tant E_z serà:

$$E_z = E_\rho \sin(\varphi) + E_\varphi \cos(\varphi) \quad (3.8)$$

Un cop hem simulat amb Feko totes les offset que estem analitzant, calculem les seves eficiències d'il·luminació i polarització. A la figura 3.6 Veiem els resultats dels càlculs.

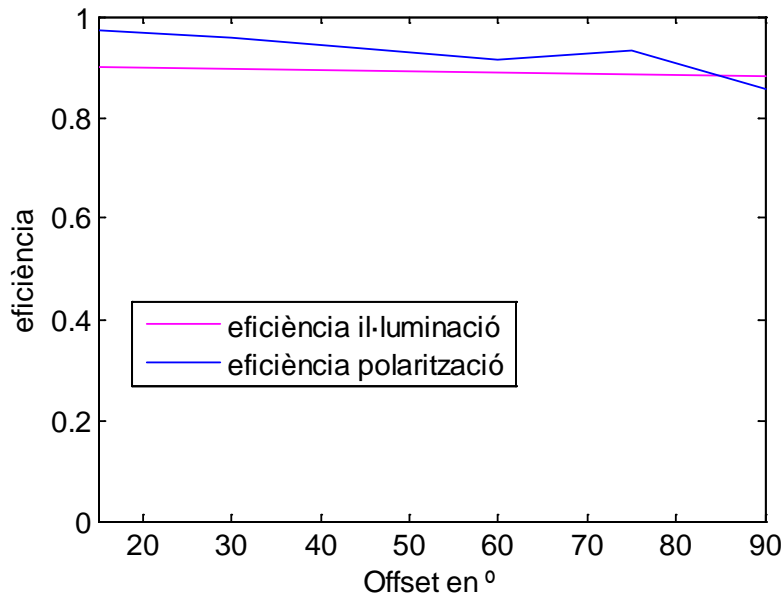


Fig.3.6 Eficiències d'il·luminació i polarització de les antenes offset.

Com era d'esperar, veiem que les dues eficiències són bastant altes per totes les antenes offset ja que hem utilitzat la distància focal de la simètrica i tal i com s'ha vist, aquesta es suficientment gran per a que no hi hagi molt decaïment en vores a la boca del reflector i perquè el reflector sigui suficientment pla i que les components *crosspolar* del camp siguin baixes.

3.2.2 Eficiència de desbordament

Tal i com s'ha explicat, l'eficiència de desbordament es calcula segons el diagrama de radiació de l'alimentador i l'angle β (la meitat de l'angle amb el que l'alimentador veu el reflector).

A la figura 3.7 veiem com des de l'alimentador, es veu el reflector com si fos una superfície circular. Per tant, haurem de calcular l'angle β amb el que veu l'alimentador el reflector.

Trobem la següent fórmula per calcular aquest angle [8].

$$\beta = \tan^{-1} \frac{8FD}{16F^2 + 4z_0^2 - D^2} \quad (3.9)$$

On F és la distància focal de la paràbola que defineix el reflector, D és el diàmetre del cilindre que interseca a la paràbola i z_0 el de la figura 3.1.

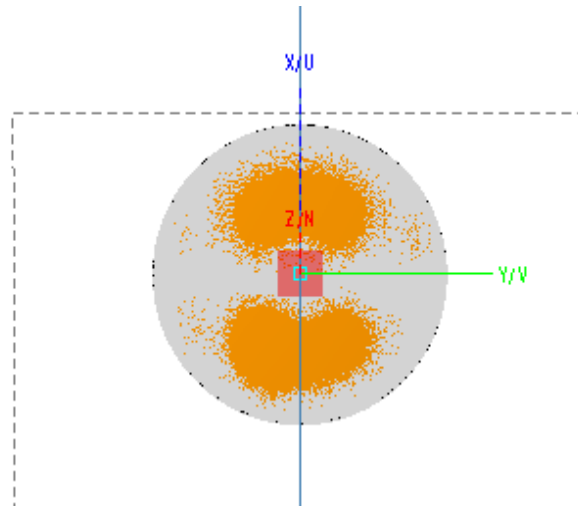


Fig.3.7 Reflector offset 75° vist desde la botzina

A la taula 3.1, trobem els valors de β segons l'angle offset:

Taula 3.1 Angle β en funció de l'angle offset

angle offset(°)	β (°)
15	12.5
30	12.51
45	12.53
60	12.55
75	12.59
90	12.65

Tal i com es mostra a la taula 3.1 l'angle β varia molt poc segons anem augmentant l'offset del nostre reflector. Calculem l'eficiència de desbordament amb el mateix diagrama de radiació que en l'apartat 2.3.1 amb una resolució de 0.01°.

Calculem l'eficiència de desbordament i veiem a la figura 3.8, com era d'esperar, que aquesta varia molt poc respecte la simètrica.

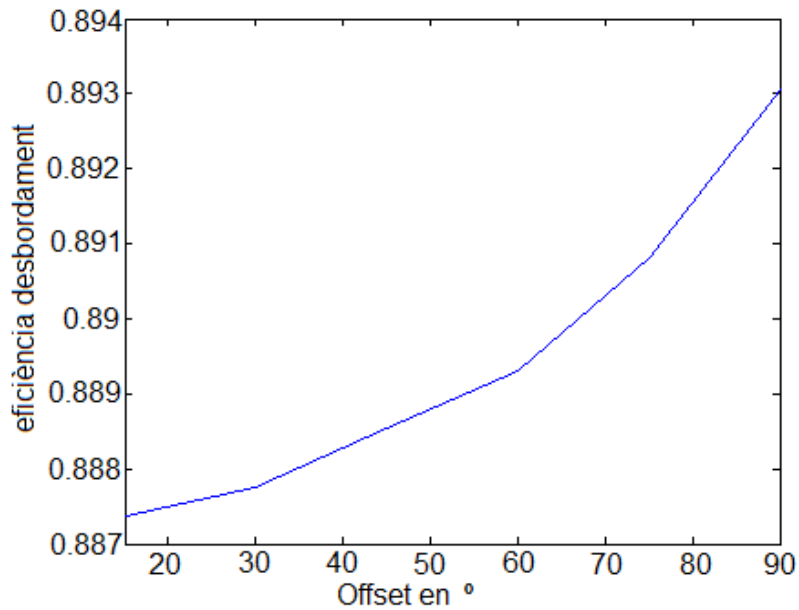


Fig. 3.8 Eficiència de desbordament en funció del offset de l'antena.

3.3 Directivitat

Un cop hem vist com dissenyar i calcular les figures de mèrit del reflector offset, podem calcular la directivitat de cada reflector segons l'angle d'offset ψ_f i comparar-ho amb els resultats obtinguts amb Feko:

Taula 3.2 Eficiències, D_{feko} :Directivitat feko, $D_{\text{teòrica}}$:Directivitat calculada i resolució angular Ω en funció de l'angle offset ψ_f .

$\psi_f(^{\circ})$	$R_g(\text{m})$	$F(\text{m})$	$D_{\text{feko}}(\text{dB})$	η_{il}	η_x	η_s	$D_{\text{teòrica}}(\text{dB})$	$\Omega(^{\circ})$
15	0,22	0,45	44,92	0,902	0,972	0,887	44,77	1,07
30	0,33	0,43	44,9	0,899	0,956	0,888	44,68	1,08
45	0,43	0,39	44,85	0,894	0,937	0,889	44,58	1,08
60	0,5	0,34	44,86	0,890	0,916	0,889	44,47	1,08
75	0,54	0,29	44,83	0,887	0,933	0,891	44,54	1,09
90	0,56	0,23	44,61	0,882	0,855	0,893	44,14	1,09

A la taula 3.2 veiem que quant més offset tenim més disminueix la directivitat, tot i que aquesta disminueix molt poc. Amb una offset de 90° baixem 0.28 dB, respecte la parabòlica simètrica, així que triarem aquesta ja que és la més senzilla de cara a fer l'escaneig de la imatge, com es veurà més endavant.

3.4 Desplaçament de l'alimentador

A continuació estudiem el moviment de l'alimentador quan aquest el desplaçem sobre l'eix x o l'eix y.

A la figura 3.9 veiem els diagrames de radiació de l'antena offset de 90° amb l'alimentador mogut sobre l'eix x. Observem que movent la font sobre el mateix eix x, és diferent si es fa cap a un costat o cap a l'altra. A la figura 3.9 també veiem com desplaçant l'alimentador els mateixos centímetres, el diagrama es degrada molt més en el cas de l'offset que no el de la simètrica.

Això és degut a que el fet de que el reflector no sigui simètric fa que aquest tingui més astigmatisme i més coma [8]. Si mirem la figura 3.9 o la 3.10, veiem aquests efectes, per una banda els diagrames han perdut la simetria (el que denota el coma) i els mínims han disminuït (efecte de l'astigmatisme).

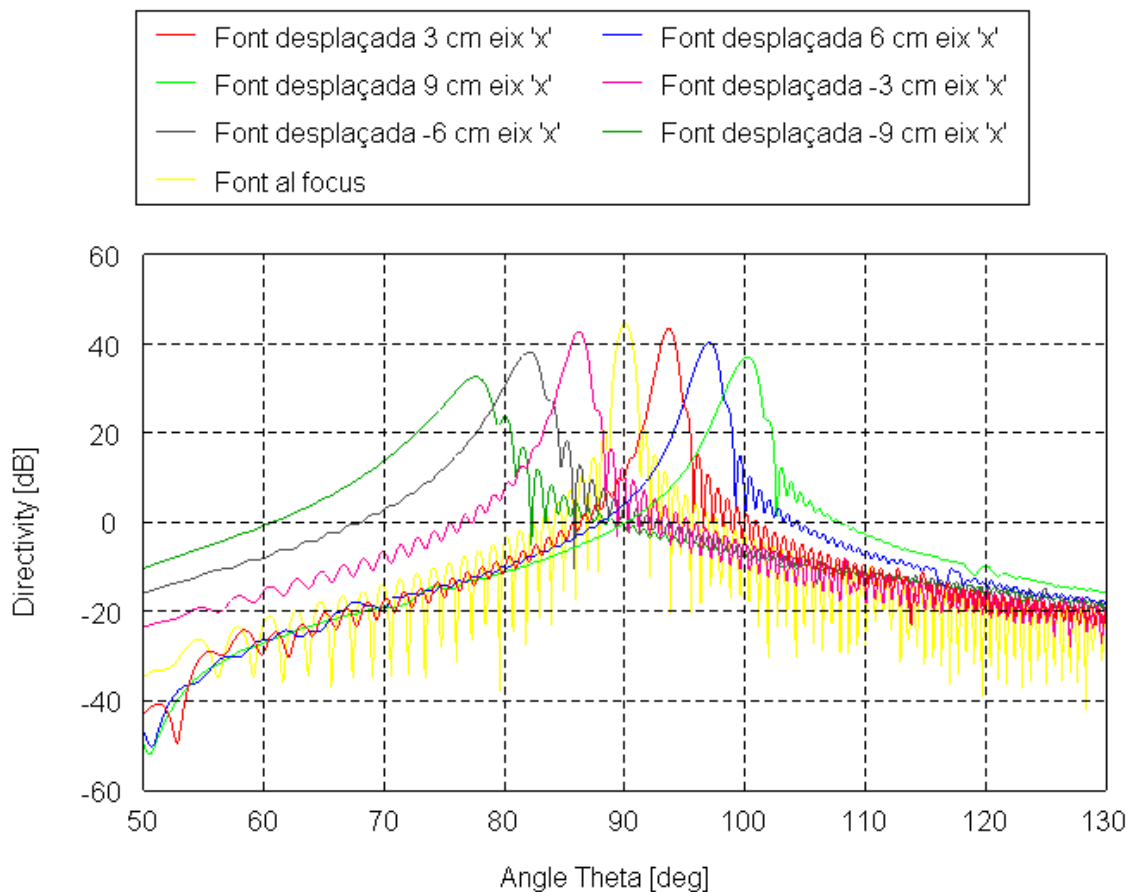


Fig.3.9 Antena offset de 90° amb la font desplaçada sobre l'eix x.

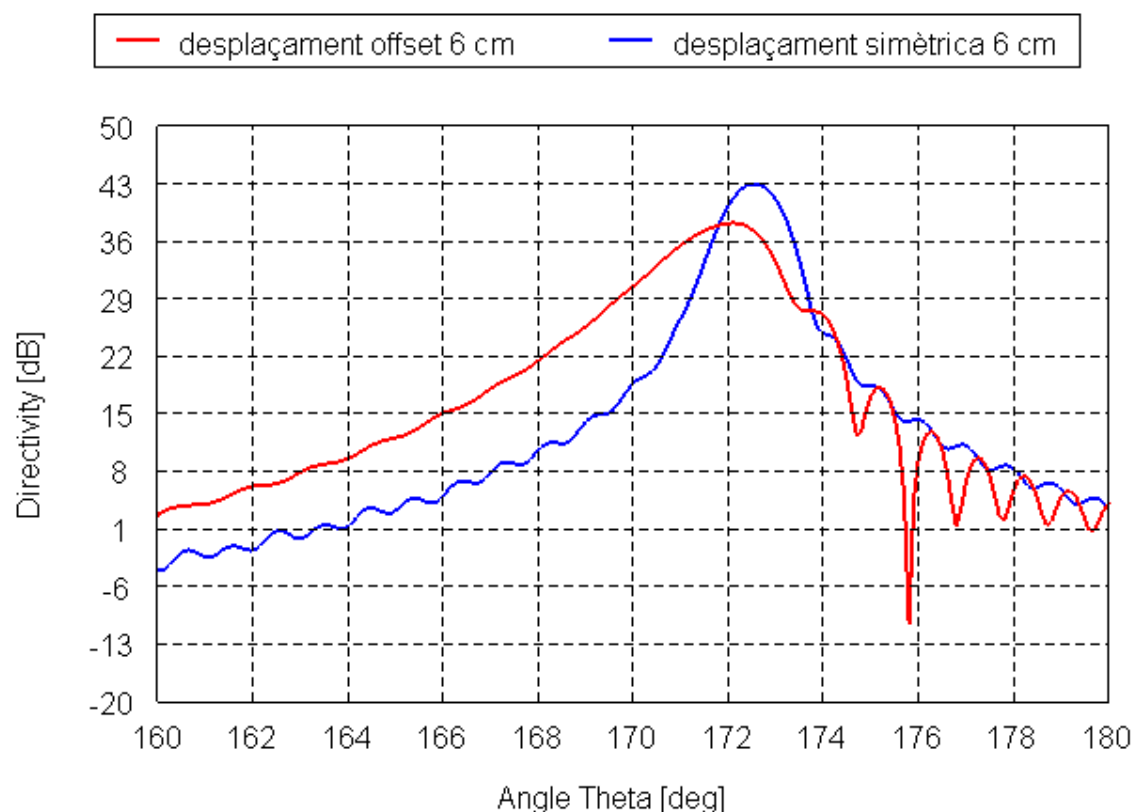


Fig.3.10 Comparativa dels diagrames de radiació de l'antena offset i la simètrica amb la font desplaçada 6 cm.

3.4.1 Figures de mèrit

A continuació calculem les eficiències i amb aquestes, les directivitats de les antenes amb la font desplaçada.

A la figura 3.11 es mostra la fase que hi haurà a la projecció del reflector a l'obertura de la parabòlica gran que el defineix al llarg del seu radi segons desplaçem la botzina, tant en l'eix x com en l'eix y. També es compara amb la fase que tenia el reflector simètric. Veiem com la fase en l'eix y no és tant lineal com en l'eix x. També veiem que en el mateix pla, la fase de la offset i de la simètrica és bastant similar.

Aquesta fase, igual que en el cas de la simètrica, l'haurem de tenir en compte per calcular l'eficiència d'il·luminació.

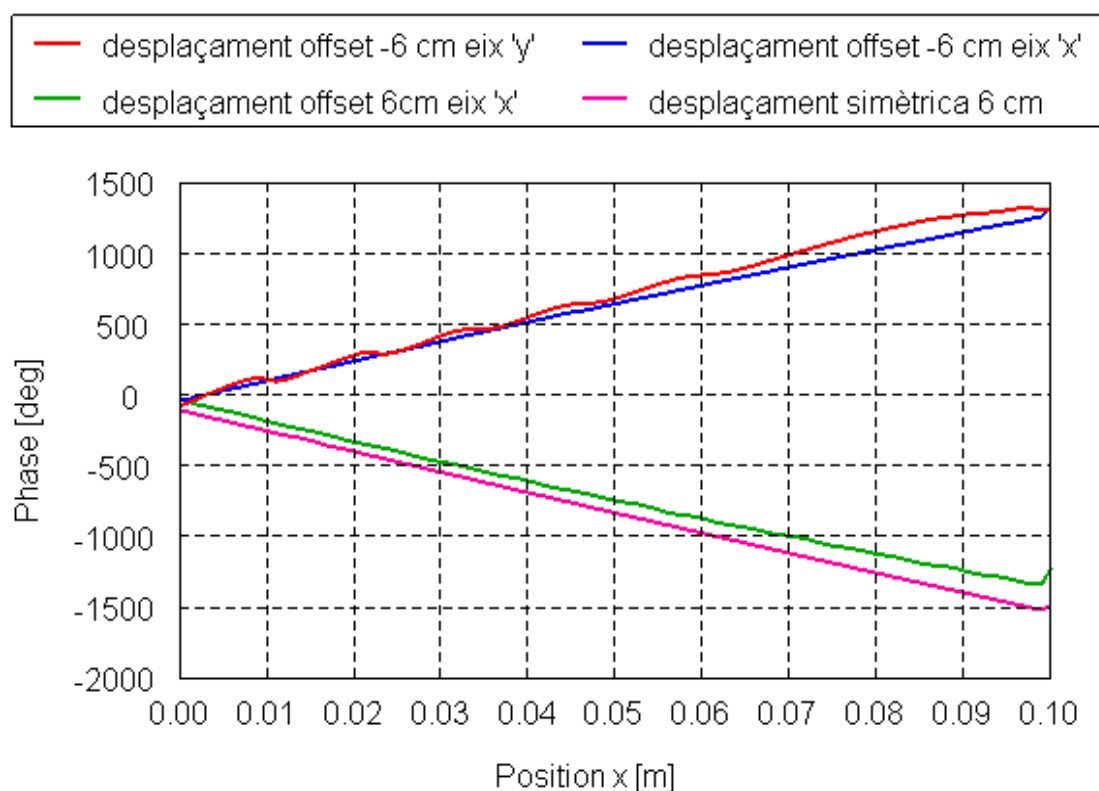


Fig. 3.11 Fase al llarg del radi de la projecció del reflector per a diferents desplaçaments

Les eficiències les calcularem de la mateixa manera que hem fet pel cas del desplaçament de la simètrica.

A la figura 3.12. veiem les tres eficiències, en funció del desplaçament per l'eix x.

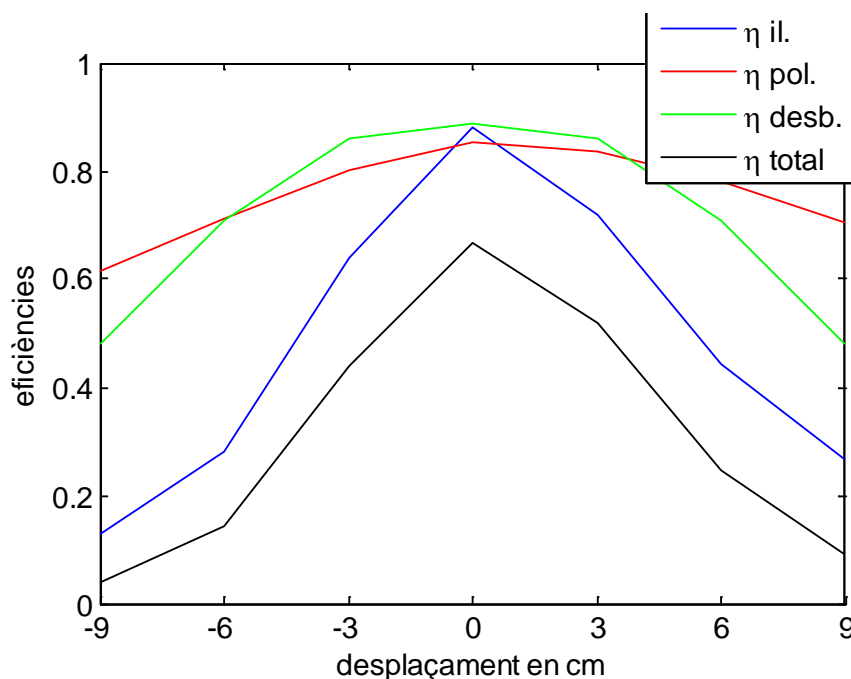


Fig. 3.12 Eficiències antena offset en funció del desplaçament

Veiem que l'eficiència que empitjora més, com era d'esperar, és l'eficiència d'il·luminació, això és degut tal i com hem dit, al fet de que l'offset no sigui simètrica ja que això fa que el decaïment a les vores sigui més gran. Tal i com es mostra a la figura 3.13. el camp a la simètrica és molt més uniforme que el camp a l'offset quan desplaceu l'alimentador.

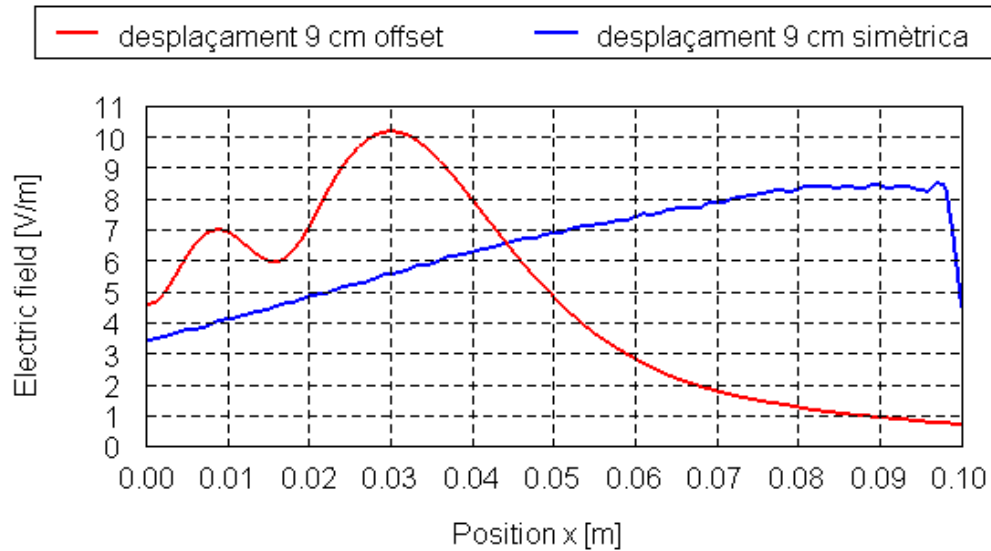


Fig.3.13 Camp elèctric al llarg del radi de l'obertura del reflector.

3.4.2 Directivitats

Un cop hem calculat les eficiències, calculem la directivitat teòrica i la comparem amb la que ens retorna el Feko.

Taula 3.3 Eficiències i directivitats ($D_{teòrica}$ i D_{feko}) quan desplaceu la font en una antena offset

d (cm)	η_{il}	η_s	η_x	$\eta_{il} \cdot \eta_s \cdot \eta_x$	$D_{teòrica}(dB)$	$D_{feko}(dB)$	$\Omega(^{\circ})$
-9,00	0,13	0,48	0,62	0,04	31,73	32,64	2,67
-6,00	0,28	0,71	0,71	0,14	37,38	38,21	1,95
-3,00	0,64	0,86	0,80	0,44	42,29	42,79	1,26
3,00	0,72	0,86	0,84	0,52	43,00	43,46	1,17
6,00	0,44	0,71	0,78	0,25	39,76	40,46	1,45
9,00	0,27	0,48	0,71	0,09	35,45	37,10	1,79

Veiem que pel cas de l'offset, el fet de desplaçar la font ens empitjora molt més la directivitat i, per tant, la resolució angular que en el cas de la simètrica. També, destacar el fet de que al no tenir simetria de revolució fa que els píxels es degradin diferent segons la direcció en la que desplaceu l'alimentador.

Per intentar millorar aquesta degradació del feix principal podríem aplicar les mateixes solucions que en el cas de la simètrica, és a dir, es podria estudiar altre cop el traçat dels rajos, per saber on focalitzen aquests i desplaçar el moviment perpendicular de l'alimentador penalitzant els píxels centrals per millorar els més exteriors de l'escena

3.5 Moviment del sistema per escanejar la imatge

Per escanejar la imatge amb una antena offset, es muntaria el sistema que es veu a la Figura 3.14.

L'escena és escanejada en dues dimensions. Per una banda, el reflector rota sobre l'eix que passa pel centre i l'alimentador (línia discontinua), fent un escaneig vertical, i per l'altra l'alimentador i la botzina roten conjuntament sobre un eix perpendicular a l'anterior, fent l'escaneig horitzontal.

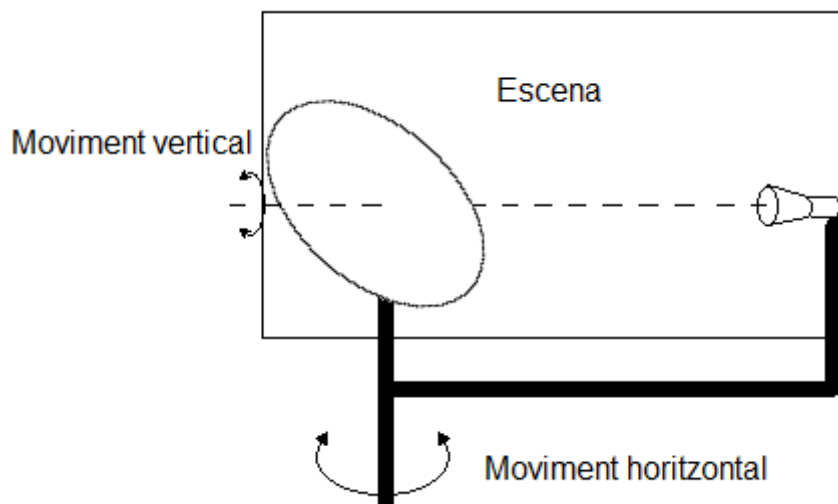


Fig. 3.14 Escaneig de la imatge amb l'antena offset

Per tant, amb aquests tipus de reflector podem escanejar tota una escena d'una forma senzilla ja que a partir de la rotació de dos eixos podem escanejar la imatge.

3.6 Conclusions del disseny en offset

Després de dissenyar la parabòlica en offset ens adonem que el fet d'evitar el bloqueig ens suposa perdre resolució quan volem desplaçar l'alimentador.

En canvi, l'avantatge que té aquesta configuració és que ens permet fer un escaneig d'una forma relativament senzilla ja que el podem fer només rotant

l'estructura sobre dos eixos, d'aquesta manera, sense moure l'alimentador, no perdem resolució.

Un altre inconvenient que comparteix amb la simètrica és que la distància focal és bastant gran. Per aquest motiu, estudiem també la configuració Cassegrain ja que aquesta planteja una arquitectura més compacta

CAPÍTOL 4. ANTENA PARABÒLICA CASSEGRAIN

Un dels inconvenients del reflector parabòlic simètric i del offset són les seves dimensions, degut a que la distància focal és molt gran en comparació al diàmetre del reflector.

L'antena Cassegrain intenta reduir aquestes mides posant un subreflector. En aquest capítol es veurà com s'ha dissenyat teòricament i es simularà en Feko per tal de veure la directivitat que s'ha aconseguit.

Tot seguit, es mirarà com afecta el fet de moure tant l'alimentador com el reflector principal de cara a fer l'escaneig de la imatge.

4.1 Disseny d'una antena Cassegrain

Tal i com s'ha comentat, per tal de reduir les mides de l'antena, dissenyem la Cassegrain. Aquesta està formada per un reflector parabòlic on se li afegeix un subreflector hiperbòlic, tal i com es mostra a la figura 4.1.

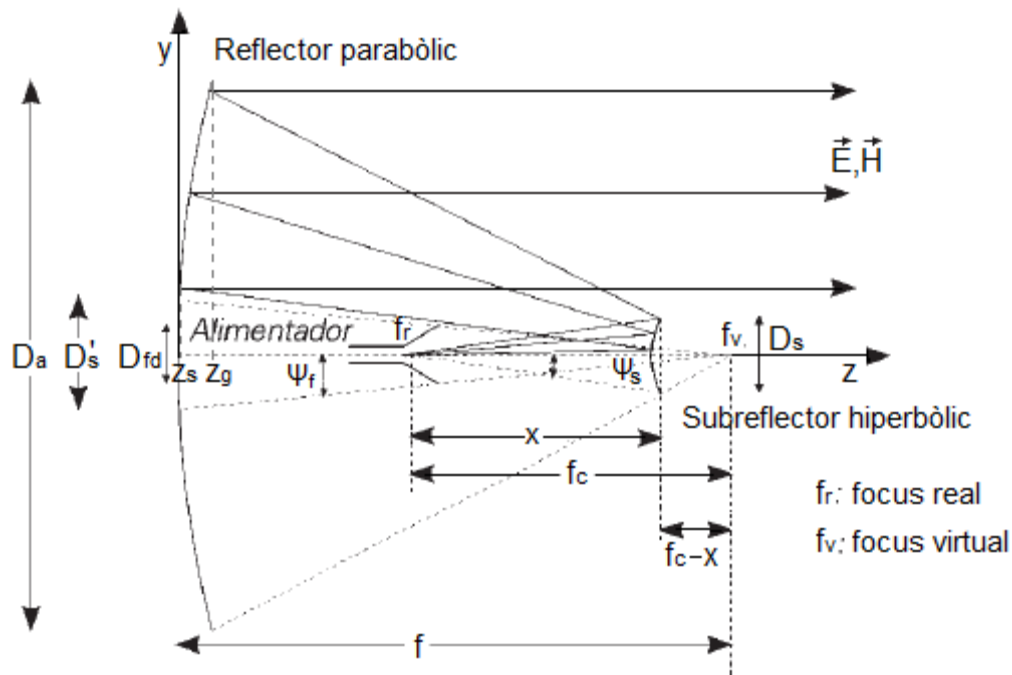


Fig. 4.1 Dibuix antena Cassegrain

El reflector parabòlic el dissenyem com hem fet pel cas de la simètrica, és a dir, amb la distància focal f i el diàmetre D_a (20 cm). Aquesta distància focal ve donada per un focus virtual que és el focus del subreflector hiperbòlic.

El subreflector hiperbòlic el dissenyarem a partir d'una hipèrbole amb simetria de revolució. Aquesta la definirem en Feko a partir de l'excentricitat, el radi i la profunditat (figura 4.3).

Del disseny d'una antena Cassegrain es pot treure el que seria el reflector parabòlic simètric equivalent (figura 4.2).

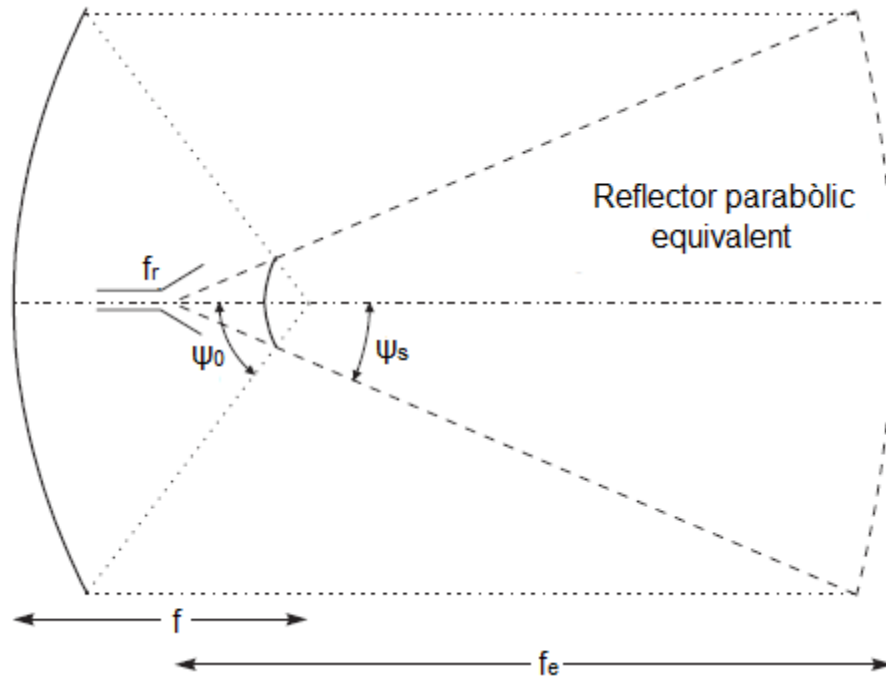


Fig 4.2 Relació antena Cassegrain i reflector simètric equivalent

L'excentricitat e de la hipèrbola ens relaciona f i f_e segons [8].

$$e = \frac{f_e + f}{f_e - f} \quad (4.1)$$

Per començar, imposem llavors que el reflector equivalent de la Cassegrain sigui el reflector simètric proposat al capítol 2, així doncs, l'angle amb el que el focus real veuria al reflector equivalent i, per tant, al subreflector seria $\psi_s = \beta = 12.5^\circ$.

Un dels inconvenients d'aquests tipus d'antena és el bloqueig que tindrem a causa del subreflector (D_s) o de l'ombra que projecta l'alimentador des del focus sobre la parabòlica (D_s'). Per tant, el bloqueig mínim es donarà quan $D_s = D_s'$ [3].

Tal i com hem comentat a l'apartat 2.1.1 el radi que hauria de tenir l'alimentador és de $r_{font} = 7,6$ mm.

L'altre inconvenient a tenir en compte és la difracció. Aquest efecte serà més notable quan més petit sigui el subreflector degut a que l'excentricitat de l'hipèrbola augmentarà amb el que les pèrdues per il·luminació seran més notables.

Per tant, s'ha d'arribar a un compromís entre bloqueig i difracció a l'hora de decidir el diàmetre del subreflector.

El fet de fixar el diàmetre del subreflector i el que hem imposat fins ara ($D_s' = D_s$), que $\psi_s = \beta = 12.5^\circ$ i sabent el radi de la boca del nostre alimentador, podem calcular la distància focal del reflector principal f , la distància f_c entre focus de la hipèrbola (virtual i real) i l'excentricitat del subreflector e . Això ho farem aplicant trigonometria i l'equació de la paràbola.

Si mirem a la figura 4.1. l'angle ψ_f amb el que el focus virtual veu l'alimentador i l'ombra que li fa aquest al reflector principal, traiem

$$\tan \psi_f = \frac{D_s'}{2z_s} \quad (4.2)$$

On z_s es el punt en l'eix de les z que correspon al punt de la parabòlica quan $y = D_s'/2$.

$$\left(\frac{D_s'}{2} \right)^2 = 4f(f - z_s) \quad (4.3)$$

$$z_s = \frac{16f^2 - D_s'^2}{16f} \quad (4.4)$$

Si substituïm z_s a l'expressió 4.3 obtenim:

$$\tan \psi_f = \frac{D_s' 16f}{32f^2 - 2D_s'^2} \quad (4.5)$$

També, amb aquest mateix angle ψ_f trobem:

$$\tan \psi_f = \frac{r_{font}}{f_c} \quad (4.6)$$

Si igualement, $\tan(\psi_f)$, trobem f_c en funció de la distància focal f :

$$f_c = \frac{r_{font}(32f^2 - 2D_s'^2)}{16D_s'f} \quad (4.7)$$

La distància x la podem trobar amb l'expressió (4.9) ja que depèn del diàmetre del subreflector i l'angle $\psi_s = \beta = 12.5^\circ$

$$\tan(\psi_s) = \frac{D_s}{2x} \quad (4.8)$$

Si aïllem:

$$x = \frac{D_s}{2 \tan(\psi_s)} \quad (4.9)$$

A continuació, trobem més equacions treballant amb l'angle ψ_0 , angle amb el que el focus virtual veu tant el subreflector hiperbòlic com el reflector parabòlic (equacions 4.15 i 4.11)

$$\tan \psi_0 = \frac{D_a}{2z_g} \quad (4.10)$$

El punt z_g el trobem un altre cop amb l'equació de la paràbola ja que aquest li correspon el radi del reflector gran ($D_a/2$) com veiem a la figura 4.1

$$\left(\frac{D_a}{2} \right)^2 = 4f(f - z_g) \quad (4.11)$$

$$z_g = \frac{16f^2 - D_a^2}{16f} \quad (4.12)$$

Substituïm z_g a (4.12):

$$\tan \psi_0 = \frac{16D_a f}{32f^2 - 2D_a^2} \quad (4.13)$$

Amb el subreflector obtenim

$$\tan \psi_0 = \frac{D_s}{2(f_c - x)} \quad (4.14)$$

Igualant les dues equacions de $\tan \psi_0$ (4.11 i 4.15) trobem una altra equació amb f_c en funció de f (4.16).

$$f_c = \frac{32f^2 D_s - 2D_a^2 D_s + 32D_a f x}{32D_a f} \quad (4.15)$$

Si igualem 4.8 i 4.16 trobem una equació de segon grau amb la distància focal f com a única incògnita.

$$(16D_s^2 - r_{font} 32D_a) f^2 + (16D_a D_s) f + r_{font} 2D_a D_s^2 - D_a^2 D_s^2 = 0 \quad (4.16)$$

Aïllant aquesta expressió trobem la distància focal f .

Un cop aïllada f , podem trobar f_c, ψ_0 i ψ_f

A continuació ens quedarà definir la superfície hiperbòlica. Amb Feko veiem que per fer el subreflector hiperbòlic, hem de fer una hipèrbole i aplicar simetria de revolució. Per fer la hipèrbole, li hem de passar la profunditat (D), l'excentricitat, el radi (R) i la posició on es trobarà aquesta (C) (Figura 4.3).

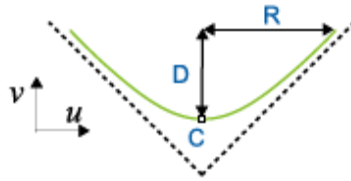


Fig. 4.3 Figura del Feko per dissenyar una hipèrbole.

L'excentricitat la trobarem amb la següent expressió [8]:

$$e = \frac{\sin \frac{1}{2}(\psi_0 + \psi_s)}{\sin \frac{1}{2}(\psi_0 - \psi_s)} \quad (4.17)$$

Per trobar els paràmetres que necessitem per dissenyar la hipèrbole amb Feko, utilitzarem els paràmetres que s'utilitzen per definir l'equació de la hipèrbole (a, b, c de la figura 4.4):

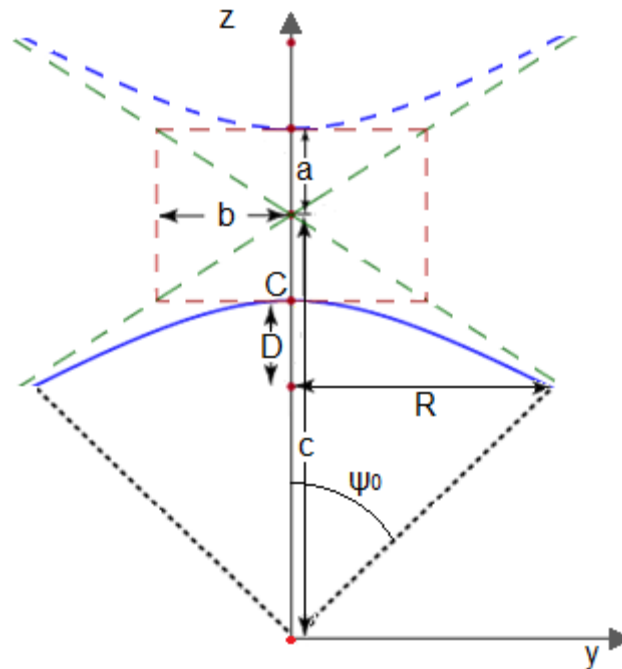


Fig.4.4 Esquema d'una hipèrbole

Les expressions 4.19 i 4.20 venen donades de les característiques de les hipèrboles [8]

$$2c = f_c \quad (4.18)$$

$$e = \frac{c}{a} \quad (4.19)$$

Mirant la figura 4.4 traiem que:

$$C - D = \frac{D_s}{2 \tan(\psi_0)} \quad (4.20)$$

$$C = c - a \quad (4.21)$$

Un cop tenim el desenvolupament per dissenyar la Cassegrain, fem un script amb Matlab que contingui aquestes equacions, de manera que passant-li només els diàmetres tant del reflector D_a , com del subreflector D_s , el radi de la font que utilitzem r_{font} i l'angle ψ_s ens retorna la distància focal f , la distància entre focus f_c , la distància x de separació entre la font i el subreflector i els

paràmetres que defineixen la hipèrbole (excentricitat, profunditat, radi i situació del punt C).

A continuació hem de decidir quin diàmetre D_s de subreflector posar. El que s'utilitza normalment és un diàmetre $D_s=0.1D_a$ [1]. En el nostre cas, al tenir un reflector parabòlic de 20 cm, posar un reflector de 2 cm seria massa petit i les pèrdues per difracció serien elevades. Així doncs, provem posant un subreflector de 2,5 cm i de 3cm i comparem els resultats.

Trobem amb l'script fet amb Matlab les següents mesures per dissenyar les antenes:

Taula 4.1 Paràmetres de les Cassegrain segons el diàmetre del subreflector

$D_a=0.2 \text{ m } \psi_s=12,5^\circ$	$f(\text{m})$	$f_c(\text{m})$	$x(\text{m})$	e	$D(\text{m})$	$C(\text{m})$
$D_s=0.025 \text{ m}$	0.1112	0.0675	0.0564	1.6440	0.0021	0.0132
$D_s=0.03 \text{ m}$	0.1841	0.0932	0.0677	2.3518	0.0012	0.0268

Veiem que com més petit és el reflector, més petita serà la distància focal de l'antena.

4.2 Figures de mèrit

Per calcular les figures de mèrit ens trobem l'inconvenient en calcular les eficiències d'il·luminació i polarització.

Aquestes les calculem a partir del camp proper a la boca del reflector. Com en aquest cas tenim 2 reflexions no tenim com dir-li al Feko que ens retorni els camps reflexats de la segona reflexió.

Per tant, com el disseny de la Cassegrain l'hem fet a partir de la simètrica, el que farem és utilitzar el mateix camp proper de la simètrica, però tenint en compte el bloqueig del subreflector.

L'eficiència de desbordament també serà la mateixa que en el cas de la simètrica, ja que hem utilitzat la mateixa β

A la taula 4.2 veiem les eficiències calculades segons el diàmetre de subreflector:

Taula 4.2 Eficiències i directivitats segons el diàmetre del subreflector

D_s(cm)	Ef.il·luminació	Ef.polarització	Ef.desbordament	D_{teòrica}(dB)
25	0,9160	0,9682	0,8966	44,88
30	0,9162	0,9679	0,8966	44,88

4.3 Directivitat

Un cop hem dissenyat l'antena tipus Cassegrain la simulem amb Feko. El problema que ens trobem per simular aquest tipus d'antena és el temps de simulació. Segons l'activitat del servidor en el que realitzem aquestes simulacions, triguem en simular una Cassegrain de 2 a 4 dies.

Aquest temps és degut al fet de tenir dos reflectors, ja que Feko ha de calcular la matriu de visibilitat entre aquests. Aquesta matriu es pot guardar amb un arxiu *.vis de manera que si hem de repetir una simulació, sempre i quan no canviem els reflectors, podem indicar-li al Feko que llegeixi aquesta matriu amb el que reduïm molt el temps de simulació.

Després de simular les dues Cassegrains, obtenim els diagrames de radiació que es comparen a la figura 4.5 amb el diagrama de radiació del reflector parabòlic simètric. Veiem com el diagrama de radiació de la Cassegrain amb el subreflector de 3 cm de diàmetre té el lòbul secundari inferior al de 2,5 cm.

Les directivitats obtingudes són pràcticament iguals que en el cas de la simètrica, obtenim una directivitat de 44,9 dB i una resolució angular de 1,14 ° pel cas del subreflector de 3 cm i de 44,33 dB i 1.16° pel cas del subreflector de 2,5 cm.

Per tant, deduïm que en el cas del subreflector de 2,5 cm són més les pèrdues per difracció que per bloqueig.

Triem llavors el subreflector de 3 cm ja que és amb el que obtenim millors resultats.

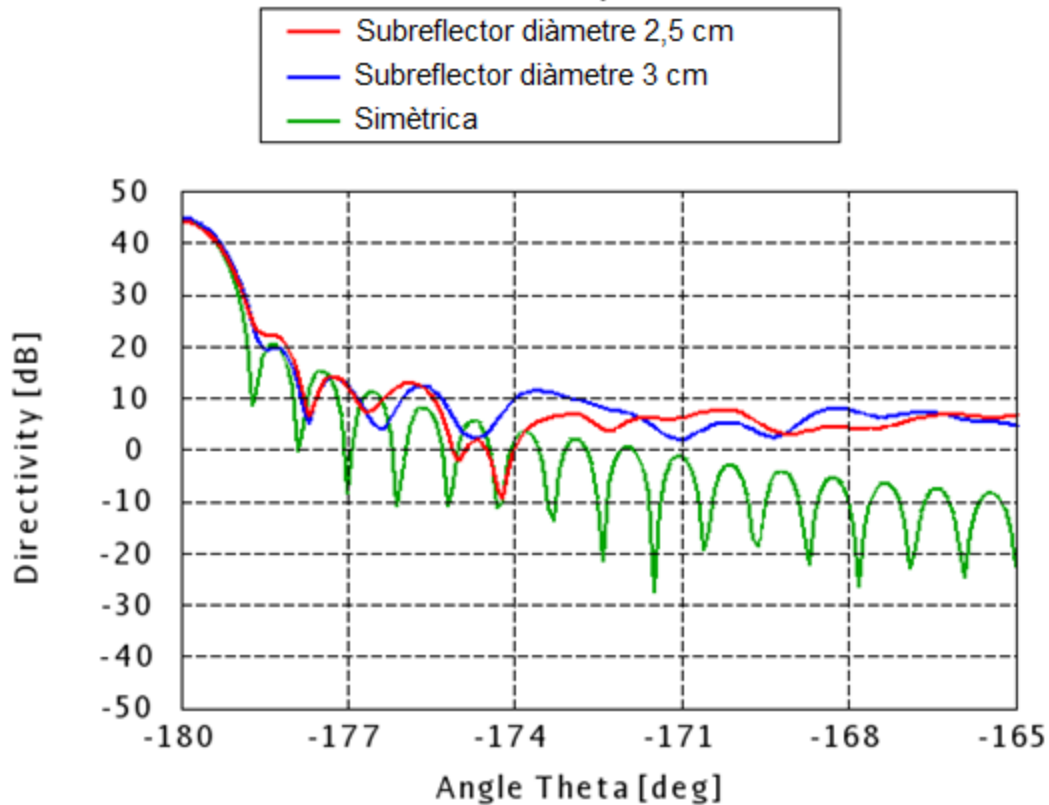


Fig. 4.5 Comparativa diagrama de radiació Cassegrain amb simètrica

4.4 Desplaçament del focus perpendicular a l'eix de la parabòlica

Mirem ara, igual que en els reflectors anteriors, com afecta el fet de moure el focus de la Cassegrain.

A la figura 4.6 es mostra el diagrama de radiació de la directivitat, quan desplaçem el focus de la Cassegrain 1.5 cm i quan es desplaça el focus de la simètrica 2 cm.

Veiem que en el cas de la Cassegrain desplaçar el focus ens empitjora molt més el diagrama que en els altres reflectors. Això és degut principalment a que en aquest cas, al tenir la font radiant cap al subreflector, quan ens desplaçem 1,5 cm ja estem perdent més de 3 dB de potència radiada ja que el subreflector captarà menys de la meitat de la potència radiada per la font.

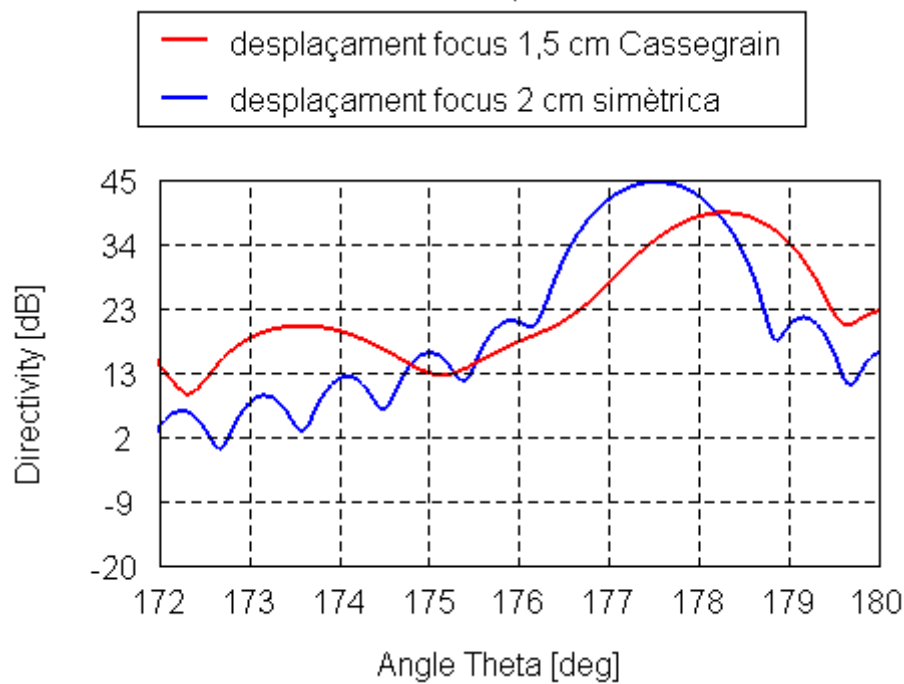


Fig. 4.6 Desplaçament de la Cassegrain i la simètrica

4.5 Moviment del reflector parabòlic

A continuació s'estudia la possibilitat de desplaçar el nostre feix principal movent el reflector principal de la Cassegrain tal i com es mostra a la figura 4.7

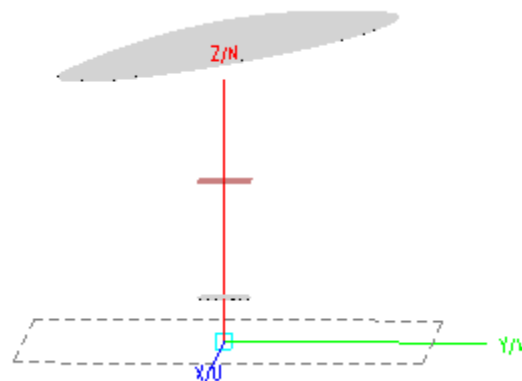


Fig.4.7 Moviment del reflector parabòlic en l'antena Cassegrain

El que fem és rotar l'eix del reflector respecte l'eix x.

A la figura 4.8 veiem els diagrames de radiació que obtenim després de rotar el reflector 5° i 10° . Veiem que en aquest cas, el diagrama de radiació no es degrada tant com en els casos anteriors. Observem que aproximadament, per cada $^\circ$ que rotem el reflector principal, el nostre feix principal se'ns desplaça 2° .

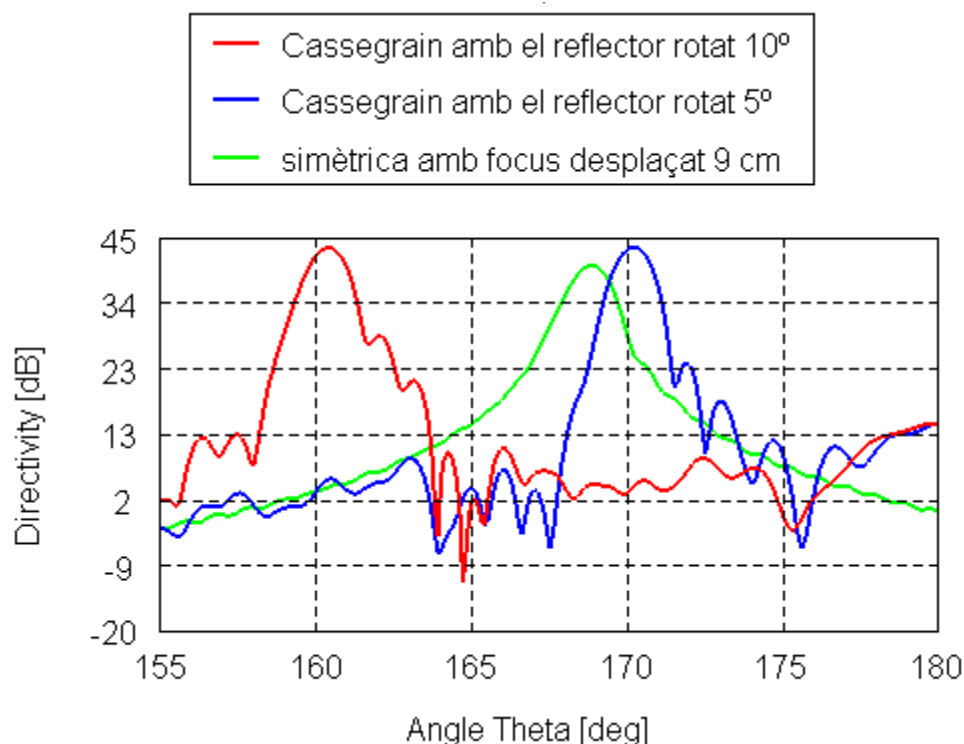


Fig.4.8 Diagrama de radiació de les Cassegrain amb el reflector rotat comparades amb el de la simètrica amb el focus desplaçat 9 cm

A la taula 4.3 comprovem que les directivitats i les resolucions angulars empitjoren molt poc.

Taula 4.3 Directivitats i resolucions angulars segons rotem el reflector principal.

Rotació reflector (°)	Directivitat Feko(dB)	Resolució angular(°)
5	44,05	1,18
10	43,83	1,21

Per tant, un possible escaneig de la imatge amb aquest tipus d'antena seria girant l'eix del reflector, per una banda pel pla YZ fent l'escaneig vertical i per l'altra pel pla XZ fent l'escaneig horitzontal com veiem a la figura 4.9.

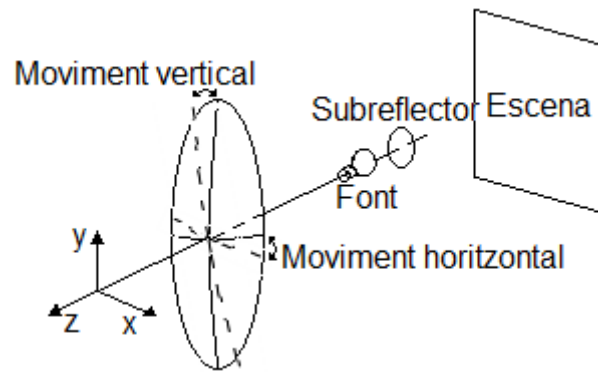


Fig. 4.9 Escaneig de l'escena amb la Cassegrain

4.6 Conclusions de la parabòlica Cassegrain

Després del disseny i simulació de l'antena tipus Cassegrain ens adonem que amb aquesta no podem desplaçar l'alimentador, ja que per poc que el desplacem les pèrdues augmenten considerablement.

CONCLUSIONS

En aquest projecte s'han estudiat tres models d'antenes parabòliques per a un radiòmetre a 94 GHz.

En la primera de les antenes, la simètrica, hem avaluat com trobar la distància focal òptima per obtenir la màxima directivitat segons la font i el diàmetre de reflector que hem utilitzat. Un cop hem trobat la distància focal hem analitzat el desplaçament de l'alimentador, per poder fer un escaneig més ràpid de la imatge, on hem vist que apareixien aberracions. Aquestes provoquen que el diagrama de radiació es vagi degradant segons ens anem allunyant del focus, fent que els píxels centrals quedin més ben definits que els que estan més desplaçats.

Per reduir aquestes aberracions una opció es dissenyar el nostre reflector per a que sigui més pla, augmentant la relació entre la distància focal i el diàmetre de reflector. Per contra, s'augmenten les dimensions de l'antena. Si volem tenir una distància focal més gran haurem de canviar l'alimentador per un de més directiu per conservar l'eficiència d'il·luminació elevada. Una altra possible solució per reduir l'astigmatisme seria movent la nostra font en un eix perpendicular a l'eix del reflector que no passa pel focus si no que estarà desenfocat de tal manera que els píxels centrals perdran una mica de definició, però els que estan més desplaçats en guanyaran, aconseguint una imatge més uniforme.

En segon lloc s'ha fet l'estudi del reflector en offset. D'aquest s'ha vist que fins a un offset de 90° els resultats varien molt poc. Per aquest motiu triem la configuració d'offset en 90 graus ja que ens permet fer un escaneig de la imatge d'una forma més senzilla que les altres configuracions. Aquest tipus de subreflector, a més, té l'avantatge respecte el simètric i el Cassegrain de que no tindrà cap tipus de bloqueig. Per contra, el reflector en offset patirà molt més d'astigmatisme i coma degut a la seva geometria no simètrica.

Per acabar, hem estudiat el reflector tipus Cassegrain. El principal avantatge d'aquest és que ens redueix les mides de l'antena. S'ha dissenyat aquest tipus de reflector per a minimitzar el bloqueig del subreflector i les pèrdues per difracció. També s'ha vist que a penes podem desplaçar l'alimentador ja que, degut a que aquest està il·luminant el subreflector, per poc que ens desplacem tenim moltes pèrdues per desbordament amb el que la directivitat se'ns redueix molt més que en els dos casos anteriors. Finalment, s'ha mirat com varia el diagrama del reflector si rotem el reflector principal i s'ha vist que d'aquesta forma es degrada menys el diagrama que quan desplacem la font pel cas de la simètrica.

Un cop valorats pros i contres de les tres configuracions ens decanem per l'antena offset. Aquesta tot i tenir unes dimensions més grans que la Cassegrain és la que ens ofereix un diagrama més uniforme segons escanegem una escena amb les rotacions explicades.

Com a línies futures, ja centrats en l'antena offset, es podria estudiar com rebaixar les aberracions d'aquest tipus d'antena per tal de poder il·luminar amb més d'una font el reflector per aconseguir escanejar la imatge d'una forma més ràpida.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Duric A. and Magun A., "Antenna Design for a Transportable Imaging Radiometer System in W-Band", *Research Report*, No. 2003-06, Universitas Bernensis
- [2] Yujiri L., Shoucri M. And Moffa P., "Passive Millimeter-Wave Imaging", *IEEE microwave magazine*, 4 (3),39-50 (2003)
- [3] Cardama A. *et ál*, "Antenas", Edicions UPC, Barcelona (1998).
- [4] Goldsmith P.F., "Quasioptical Systems: Gaussian Beam Quasioptical Propagation and Applications", Wiley-IEEE Press, 1997.
- [5] <http://www.feko.info/feko-product-info/technical>
- [6] "Feko Examples Guide", EM Software & Systems-S.A. (2009).
- [7] Duric A. *et ál*, "The Fully Polarimetric Imaging Radiometer SPIRA at 91 GHz", *IEEE transactions on geoscience and remote sensing*, 46 (8), 2323-2336 (2008).
- [8] Milligan T. A., "Modern antenna design", Wiley-IEEE Press (2005).

ANNEXOS

Annex A. Codis per calcular les eficiències

Eficiència d'il·luminació:

```
function efildesp = eficiencia_il_desp(incrementro,incrementfi,...
                                     nom_fitxer,theta)
%theta és l'angle que se'ns desvia el feix en el cas de que haguem desplaçat
%l'alimentador
fid2 = fopen(nom_fitxer,'r');
MB=0;
TOT=0;
MBden=0;
lam=3e8/94e9;
k=2*pi/lam;
while feof(fid2)==0 %recorrem totes les línies del fitxer *.efe
    a = fscanf(fid2, '%e %e %e ( %e , %e ) (%e , %e ) (%e , %e ) ',9)';
    %Traiem les components del camp
    Ero=a(4)+a(5)*i;
    Ephi=a(6)+a(7)*i;
    Ez=a(8)+a(9)*i;
    %Passem de cilíndriques a cartesianes
    Ecx=Ero*cos(a(2)*pi/180)-Ephi*sin(a(2)*pi/180);
    Ecy=Ero*sin(a(2)*pi/180)+Ephi*cos(a(2)*pi/180);
    Eco=Ecx;%Triem la component copolar
    MB=MB+Eco*exp(i*k*sin(theta*pi/180)*(a(1)*cos(a(2)*pi/180)))*a(1)...
        *incrementro*incrementfi*pi/180;
    TOT=TOT+abs(Eco)^2*a(1)*incrementro*incrementfi*pi/180;
end
efildesp=((abs(MB)^2)/(TOT*(0.1^2)*pi))*(((1+cos(theta*pi/180))^2)/4);
fclose(fid2);
```

Eficiència de desbordament:

```
function efs = eficiencia_S_despl(increment,d,nom_fitxer)
a=importdata(nom_fitxer,' ');
files=length(a);
TOT=0;
MB=0;
% d és el desplaçament de l'alimentador en m
for i=1:files
    %calcular_R ens calcula el radi que veurem per a cada angle phi
    beta=atan((calcular_R(d,a(i,2),0.1))./0.4565)*180/pi;
    if a(i,1)>=0 && a(i,1)<=beta
        MB=MB+(10^(a(i,9)/10)*sin(a(i,1)*pi/180)*(increment*pi/180)^2);
    end
    TOT=TOT+(10^(a(i,9)/10)*sin(a(i,1)*pi/180)*(increment*pi/180)^2);
end
efs=MB/TOT;

function R= calcular_R(d,teta,Rg)

a=1;
b=-2*d*cos(pi-(teta*pi/180));
c=(d^2)-(Rg^2);
%Calculem el radi R segons l'equació 2.32
R=(-b+sqrt(b^2-4*a*c))/(2*a);
```

Eficiència de polarització:

```
function efxbe = eficiencia_x(incrementro,incrementfi,nom_fitxer)

fid2 = fopen(nom_fitxer,'r');
MB=0;
TOT=0;
MBden=0;

while feof(fid2)==0
    a = fscanf(fid2, '%e %e %e ( %e , %e ) (%e , %e ) (%e , %e ) ',9)';
    Ero=a(4)+a(5)*i;
    Ephi=a(6)+a(7)*i;
    Ez=a(8)+a(9)*i;
    Eco=Ero*cos(a(2)*pi/180)-Ephi*sin(a(2)*pi/180);
    Ecx=Ero*sin(a(2)*pi/180)+Ephi*cos(a(2)*pi/180)+Ez;
    E2=sqrt(Eco^2+Ecx^2);
    if a(1)>0
        MB=MB+abs(Eco)^2*a(1)*incrementro*incrementfi*pi/180;
        TOT=TOT+(abs(Eco)+abs(Ecx))^2*a(1)*incrementro*incrementfi*pi/180;
    end
end
efxbe=MB/TOT;
fclose(fid2);
```


Annex B. Codi per Dissenyar una antena Cassegrain

```
clear all
%Disseny Cassegrains. Codi on es posen les equacions obtingudes pel
%disseny de la Cassegrain I es troben els parameters necessaries per
%dissenyar-la
Ds=0.025; %Diàmetre subreflector hiperbòlic
Dg=0.2;%Diàmetre reflector parabòlic
psi_s=12.5*pi/180;%Angle botzina-subreflector
x=Ds/(2*tan(psi_s));
waist=0.0049;
rbotzi=waist/0.644;
a=16*Ds^2-rbotzi*32*Dg;
b=16*Dg*Ds*x;
c=rbotzi*2*Dg*Ds^2-Dg^2*Ds^2;
%Distancia focal
f=(-b+sqrt((b^2)-4*a*c))/(2*a);
f2=(-b-sqrt((b^2)-4*a*c))/(2*a);
%Angle focus-reflector parabòlic
psi_0=atan((8*Dg*f2)/((16*f2^2)-(Dg^2)))*180/pi;
e=(sin(0.5*(psi_0*pi/180+psi_s)))/(sin(0.5*(psi_0*pi/180-psi_s)));
fc=(rbotzi*(32*f2^2-2*Ds^2))/(16*Ds*f2);
punt=Ds/(2*tan(psi_0*pi/180));
c=fc/2;
a=c/e;
b=sqrt((c^2)-(a^2));
y0=-sqrt(a^2)+c
%Profunditat hipérbole per passar-li al feko
y2=Ds/(2*tan(psi_0*pi/180))
D=y0-y2;
```

Resum:

Les ones passives mil·limètriques (30 a 300GHz) tenen la peculiaritat de propagar-se en medis com la boira o la roba, a diferència del rang visible o l'infraroig. D'aquesta peculiaritat, surt l'interès de reproduir imatges per diverses aplicacions (seguretat, vigilància, etc...). És per aquest motiu que es treballa en el disseny d'un reflector per aquest tipus d'aplicació, treballant a una de les finestres de propagació d'aquest rang, la de la banda W

Es dissenyen i analitzen tres tipus de reflector: parabòlic simètric, offset i Cassegrain. D'aquests, s'estudien les seves figures de mèrit i directivitats buscant que aquestes siguin el més elevades possibles per obtenir una bona resolució, així com l'escaneig de l'escena de la qual es vol obtenir una imatge, veient aquí els efectes de les aberracions més comunes.

Resumen:

Las ondas pasivas milimétricas (30 a 300GHz) tienen la peculiaridad de propagarse en medios como la niebla o la ropa, a diferencia del rango visible o el infrarrojo. De esta peculiaridad, sale el interés de reproducir imágenes para diversas aplicaciones (seguridad, vigilancia, etc...). Es por este motivo que se trabaja en el diseño de un reflector para este tipo de aplicación, trabajando en una de las ventanas de propagación de este rango, la de la banda W

Se diseñan y analizan tres tipos de reflector: parabólico simétrico, offset y Cassegrain. Se estudian sus figuras de mérito y directividades, buscando que estas sean lo más elevadas posibles para obtener una buena resolución, así como el escaneo de la escena de la cual se quiere obtener una imagen, viendo aquí los efectos de las aberraciones más comunes.

Summary:

Millimeter waves (30 to 300 GHz) have the peculiarity to propagate through fog and clothing, unlike infrared and visual range. Due to this peculiarity, there is an interest to reproduce images for various applications (security, surveillance, ...). For this reason we work in a design of a reflector for that kind of applications, working in one of the propagation window of this range, W band.

We design and analyze three types of reflector: parabolic symmetric, offset and Cassegrain. We discuss their merit figures and directivities, searching for the highest possible to obtain a good resolution, as well as the scanning of a scene which we want to obtain an image, viewing here the most common effects of aberrations.